N° d'ordre : 31

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE BESANÇON

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BESANÇON

PAR

Robert PRETOT

PREMIÈRE THÈSE

MESURE DES FRÉQUENCES A L'AIDE DE DEUX MASERS A AMMONIAC

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 22 JAN. 1965, devant la Commission d'Examen

MM. P. MESNAGE, Président
J. UEBERSFELD,
J.-L. MOTCHANE, Examinateurs
M. OLIVIER,

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41547626_0022

N° d'ordre : 31

THÈSES

PRÉSENTÉES

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE BESANÇON

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BESANÇON

PAR

Robert PRETOT

PREMIÈRE THÈSE

MESURE DES FRÉQUENCES A L'AIDE DE DEUX MASERS A AMMONIAC

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Soutenues le 22 JAN. 1965 **, devant la Commission d'Examen**

MM. P. MESNAGE, J. UEBERSFELD, J.-L. MOTCHANE, M. OLIVIER, — Président, Examinateurs

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

UNIVERSITE DE BESANCON

FACULTE DES SCIENCES

Doyen Honoraire : GLANGEAUD

Professeurs Honoraires : MM. BAILLAUD R., DUFFIEUX, THIRY, TRILLAT, UEBERSFELD, VINCENSINI

Maître de Conférences Honoraire : M. GRANIER

DOYEN	M.	JACQUEMAIN	: Chimie Appliquée
ASSESSEUR	M.	MESNAGE	: Chronométrie
PROFESSEURS	MM.	TRONCHET	: Botanique
		CHATELET	: Mathématiques
		PERROT	: Chimie Générale
		DREYFUSS	: Géologie-Minéralogie
		THEOBALD	: Paléontologie et géologie stratigraphique
		CROISOT	: Méthodes Mathématiques de la Physique
		QUANTIN	: Botanique
		CHALEAT	: Mécanique Appliquée
		RIPPLINGER	: Physiologie Animale
		NAHON	: Mécanique Générale
		BERNARD	: Chimie-Physique
		RIGAL	: Calcul Numérique
		VIENOT	: Physique
	Mme	ROZIS	: Physique
	MM.	THIEBAUT	: Géologie-Minéralogie
		GOMOT	: Zoologie
		PLUVINAGE	: Physique Théorique
		ARBEY	: Astronomie
PROFESSEURS ASSOCIES	MM.	DEFIX	: Mécanique Appliquée
PROFESSEURS SANS CHAIRE		POTIER	: Physique des Solides
		DEVIN	: Chimie Générale
		MOTCHANE	: Electronique
MAITRES DE CONFERENCES	MM.	VALLEE	: Mathématiques Appliquées
		REAL	: Zoologie
		GOUARNE	: Mathématiques
	Mle	LEGRAND	: Botanique
	MM.	CERUTTI	: Chimie Appliquée
		REMOND	: Chargé d'enseignement de la maîtrise de Conférences de Chronométrie
		BONNEAU	: Chargé d'Enseig.Maîtrise de Conférences Astronomie
		GUERIN	: Chargé d'Enseig.Maîtrise de Conférences Mathématiques

CONSEILLER ADMINISTRATIF UNIVERSITAIRE : M. LAMBERT

1ère THESE

MESURE DES FREQUENCES
A L'AIDE DE DEUX MASERS A AMMONIAC

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de l'Horloge Atomique du Centre National de la Recherche Scientifique.

Je voudrais remercier Monsieur le Directeur du Centre National de la Recherche Scientifique pour m'avoir autorisé à préparer une thèse au Laboratoire.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à M. le Professeur Uebersfeld, Sous-Directeur du Laboratoire, qui m'a proposé un sujet qui s'intégrait dans mon travail au Laboratoire et qui en a dirigé personnellement le développement.

Je voudrais aussi remercier tous ceux qui m'ont apporté leur concours, et tout spécialement mes camarades du Laboratoire.

Je n'aurais garde d'oublier, Madame Cuenin qui a assuré la frappe de ce travail.

TABLE DES MATIERES

GENERALITES SUR LE MASER A AMMONIAC I

I^ère PARTIE

DESCRIPTION DES MONTAGES DE CONTROLE DU MASER 1

- Générateurs de tension de focaliseur 1
- Stabilisation de la température de la cavité 5

II^ème PARTIE

COMPARAISON DE LA FREQUENCE DU MASER 10

- Détection du signal du maser 10
- Comparaison de fréquence Maser-Quartz 12
- Comparaison des fréquences de deux masers 22

III^ème PARTIE

MISE EN OEUVRE DE L'EFFET ZEEMAN 24

- Généralités 24
- Appareil traceur automatique de courbes 26
- Utilisation de l'effet Zeeman comme critère d'accord de la cavité 29
- Mise en oeuvre automatique 30
- Utilisation de deux masers 39

IV^ème PARTIE

RESULTATS EXPERIMENTAUX 41

CONCLUSION 43

GENERALITES SUR LE MASER A AMMONIAC

Les appareils du type MASER transforment l'énergie de molécules neutres en énergie électro-magnétique.

Le maser à ammoniac fait appel aux propriétés individuelles de la molécule de gaz ammoniac.

L'énergie d'une molécule ne peut avoir qu'une suite de valeurs discrètes W1, W2, ... correspondant aux différents états d'énergie permis par la mécanique ondulatoire.

Les molécules peuvent passer d'un état d'énergie à un autre en émettant ou en absorbant un photon de fréquence $\nu 12$ telle que la relation d'Einstein $h\nu 12 = W1 - W2$ soit satisfaite.

Il est indispensable, si l'on veut que le système soit capable de fournir de l'énergie, de surpeupler le niveau d'énergie le plus élevé par un moyen adéquat.

Dans le maser à ammoniac, un faisceau de molécules, envoyé par un gicleur dans une enceinte où règne un vide poussé (de l'ordre de 10^{-6} mm de Hg) est dépeuplé en molécules dans l'état inférieur par un focaliseur électrostatique.

A la sortie du focaliseur, ce faisceau, composé principalement de molécules dans l'état supérieur, traverse une cavité résonnante accordée sur une fréquence aussi proche que possible de la fréquence de transition $\nu 12$. Les molécules cèdent alors leur énergie par émission stimulée.

Dès que l'énergie apportée par les molécules est supérieure à l'énergie perdue dans les parois de la cavité, l'oscillation prend naissance.

Un guide d'onde jouant le rôle de ligne de sortie permet de prélever le signal. Comme les pertes radio-électriques dans les parois de la cavité sont proportionnelles à $\frac{1}{Q}$, Q étant le coefficient de surtension de la cavité, on a intérêt à utiliser une cavité ayant un bon coefficient de surtension.

La fréquence ν_s du signal obtenu est reliée à la fréquence naturelle de la transition moléculaire, et à la fréquence ν_c d'accord de la cavité par la relation :

$$\nu_s = \nu_{12} + \frac{Q_c}{Q_r} (\nu_c - \nu_{12}) \qquad (1)$$

où Qc est le coefficient de surtension en charge de la cavité et Qr le coefficient de surtension de la raie moléculaire.

Le maser à ammoniac, auto-oscillateur de grande pureté spectrale, peut être utilisé comme étalon de fréquence, la fréquence de transition ν_{12} ne dépendant que des niveaux d'énergie de la molécule.

La formule (1) montre qu'on peut espérer réaliser un bon étalon secondaire de fréquence en améliorant la stabilité et la reproductibilité de la fréquence d'accord de la cavité.

Dans une première étape, nous avons cherché à diminuer l'entraînement en fréquence en rendant ν_c le plus constant possible, en stabilisant au mieux la température de la cavité résonnante.

Dans une deuxième étape, nous avons cherché au Laboratoire de L'Horloge Atomique, à améliorer la reproductibilité absolue de ν_s; à cet effet un critère basé sur l'effet d'un champ magnétique sur la fréquence du maser (effet Zeeman) a été mis en oeuvre.

Notre rôle a été de réaliser divers appareils électroniques et de rendre l'application de ce critère automatique.

Parallèlement, nous avons stabilisé les hautes tensions qui alimentent le focaliseur électrostatique. Ces alimentations seront décrites dans la première partie du mémoire, ainsi que les thermostats stabilisant la température des cavités résonnantes des masers.

Dans la seconde partie, nous décrirons les méthodes employées pour comparer la fréquence d'un maser à celle d'un quartz et pour comparer les fréquences de deux masers.

La troisième partie sera consacrée à la mise en oeuvre automatique de l'effet Zeeman, et dans la quatrième partie, nous indiquerons quelques résultats expérimentaux obtenus.

1ère PARTIE

DESCRIPTIONS DES MONTAGES DE CONTROLE DU LASER

Nous ne traiterons pas ici de la technologie du maser lui-même ni du groupe de pompage associé, ce sujet ayant déjà été développé (1). Nous étudierons seulement les générateurs haute tension régulés qui fournissent la tension des focaliseurs, et les stabilisateurs de température des cavités.

I a - GENERATEURS DE TENSION DE FOCALISEUR.

Principe : On produit des impulsions à l'aide d'un multivibrateur, ces impulsions sont amplifiées en puissance et envoyées dans un transformateur élévateur de tension puis redressées et filtrées. On compare une fraction de la tension de sortie à un étalon de tension à gaz et le signal d'erreur est utilisé pour modifier l'amplitude des impulsions de départ.

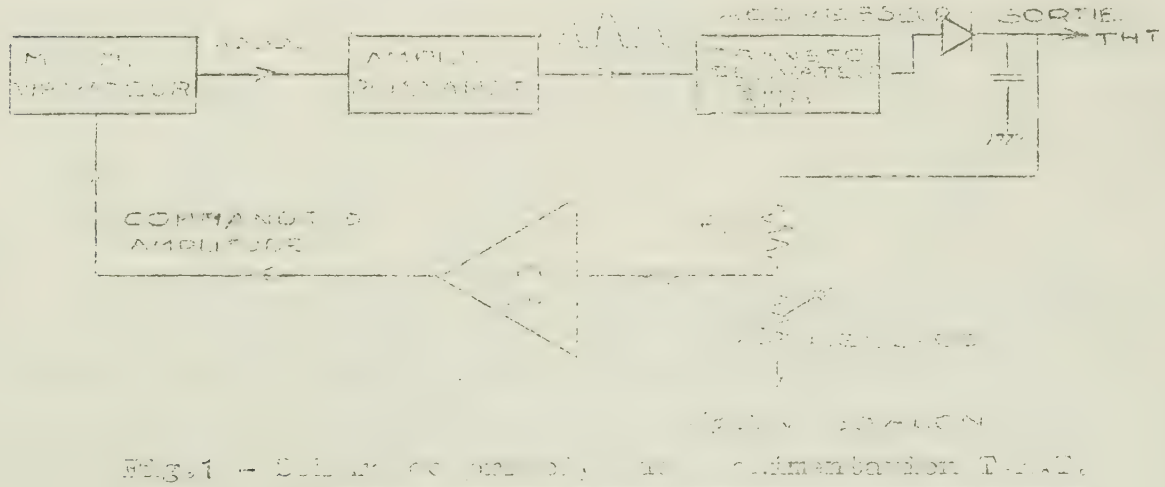


Fig.1 - Schéma de principe de l'alimentation THT

Réalisation : (voir schéma fig.2)

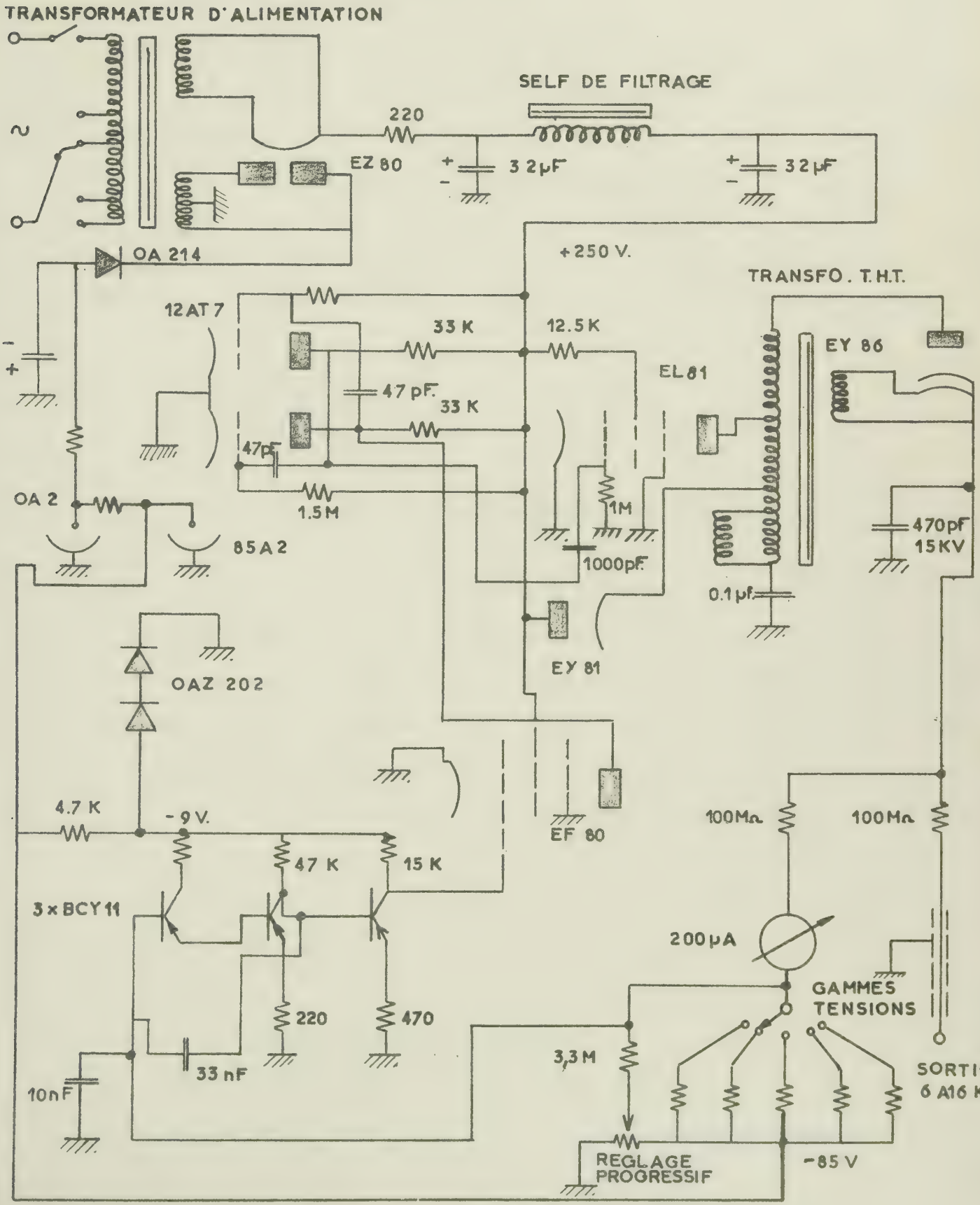
1°) -Production de la haute tension. La tension nécessaire au focaliseur étant relativement faible (12 à 16 kV) on a préféré employer un dispositif à impulsions plutôt qu'un générateur électrostatique pour des raisons de simplicité mécanique, de commodité de régulation et surtout de prix.

Les impulsions sont produites par un tube 12 AT 7 monté en multi-vibrateur, suivi d'une pentode EL 81 et d'un transformateur T.H.T. semblable à ceux utilisés pour l'alimentation des tubes cathodiques en télévision. Les impulsions sont redressées par une valve T.H.T. EY 86 et la tension ainsi produite est filtrée par un condensateur de 470 pF.

2°) -Régulation. La stabilité en tension de l'ensemble précédent est très insuffisante pour l'utilisation envisagée. On régulera donc la tension de sortie à l'aide d'un pont de résistances permettant de prélever une fraction de cette tension et de la comparer à la tension de référence fournie par un étalon de tension OA 85. Les résistances du pont ont un coefficient de température de 10^{-4} par °C. On remarquera que leur valeur influe peu sur la stabilité de la tension puisque le rapport de division demeure constant pour une même variation des deux parties du pont. On a en effet : $V_r = V \frac{r}{R + r}$

La tension d'erreur à la sortie du pont de résistances est envoyée dans un amplificateur continu à transistors à 5 étages suivi du tube de réglage de l'amplitude des impulsions. Le tube

Fig 2 **ALIMENTATION FOCALISEUR**



agit sur la tension anodique de l'une des triodes du multivibrateur. Deux générateurs de ce type ont été réalisés pour alimenter les focaliseurs des deux masers métrologiques en service (Photo 1)

Résultats -

1°) -Influence de la tension du secteur.

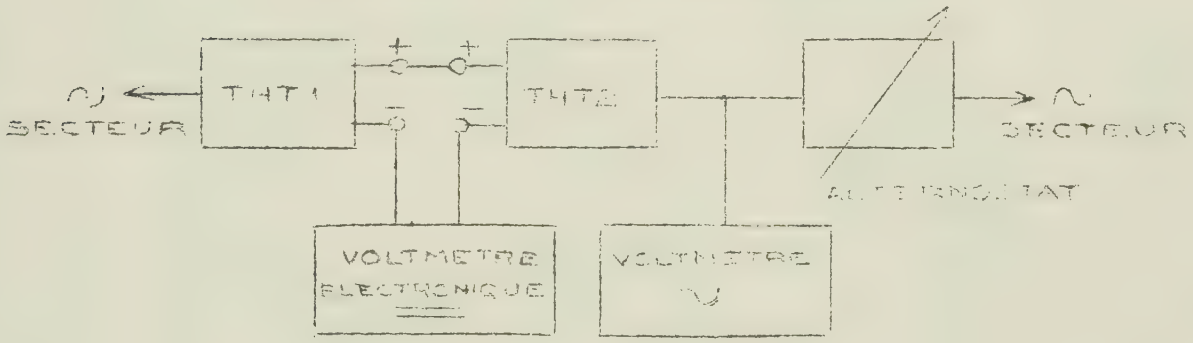


Fig.3 - Etude de la stabilité des alimentations de focaliseur

Pour contrôler cette influence, nous avons utilisé un montage d'opposition, l'un des générateurs étant alimenté à partir d'un alternostat. On ajuste les tensions fournies par les générateurs pour les rendre égales, puis on fait varier la tension d'alimentation d'un des générateurs à l'aide de l'alternostat.

La régulation fonctionne dans une plage de 115 à 140 V pour une tension de sortie de 14 KV (tension nominale secteur 127 V). Dans cette plage, la variation de tension de sortie est de 4 V pour 10 V secteur, soit environ 4.10^{-4} pour 10 % de variation secteur.

2°) -Stabilité à court terme.

Les variations à court terme de la tension de sortie (période comprise entre 0,5 s et 10 s) sont dues principalement au

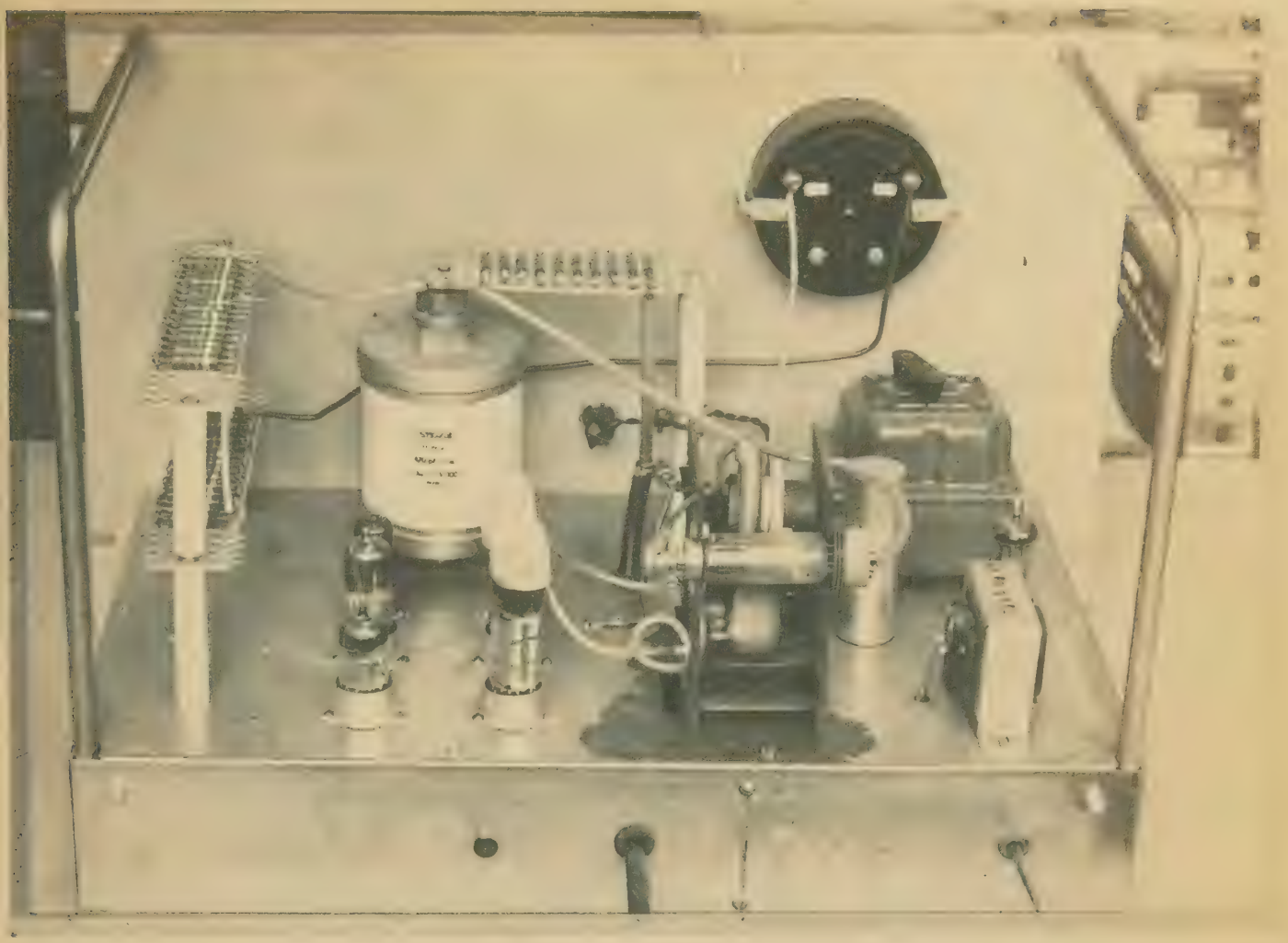


PHOTO 1

GENERATEUR DE TENSION DE FOCALISEUR

bruit de fond de l'amplificateur de régulation. Dans ce cas, la méthode d'opposition ne permet pas de voir les variations d'un des générateurs, mais seulement les variations relatives des deux.

On trouve ainsi des variations relatives maximum de 12 V soit environ 10^{-3}, et de valeur quadratique moyenne : 3.10^{-4}.

3°) -Stabilité à long terme.

Pour observer la stabilité à long terme, nous avons procédé de la façon suivante : l'un des générateurs est mis sous tension pendant plusieurs heures de façon à être amené à l'équilibre thermique, puis on met le second sous tension et on annule la différence de tension. On note ensuite périodiquement la différence des tensions. Les variations après une période de chauffage d'un quart d'heure sont de l'ordre de $\pm$ 15 V sur 1 heure soit 2.10^{-3}.

-Influence de la tension du focaliseur sur la fréquence de sortie du maser -

Les mesures de fréquence que nous avons effectuées avec nos masers montrent un écart de fréquence de sortie de l'ordre de 1 Hz pour une variation de 100 V de la tension du focaliseur autour de 14 kV, soit 4.10^{-10} par kV.

Les variations de tension observées sur les générateurs de tension du focaliseur se traduiront donc sur la fréquence de sortie du maser par des variations maxima de 5.10^{-12} à court terme. (variations quadratiques moyennes $1,5.10^{-12}$) et de $1,5.10^{-11}$ sur une heure.

CARACTERISTIQUES FINALES DES GENERATEURS T.H.T.

Tension de sortie : 6,8,10,12,14 kV par bonds, avec réglage

progressif 0 à 2 kV supplémentaires permettant d'obtenir une tension quelconque comprise entre 6 et 16 kV.

Alimentation secteur 110-240 V - 50 Hz

I_b - STABILISATION DE LA TEMPERATURE DE LA CAVITE.

Nous avons vu dans les généralités sur le maser à ammoniac que la stabilité de la fréquence de sortie de ce maser est liée à la stabilité de la fréquence d'accord de la cavité résonnante dans laquelle les molécules d'ammoniac cèdent leur énergie. Or, la fréquence d'accord d'une telle cavité fonctionnant dans le mode TM010 est fonction de ses dimensions. Ces dimensions à leur tour varient avec la température. Il est donc indispensable de stabiliser celle-ci au mieux. Nous avons réalisé successivement deux types de thermostats qui vont être décrits ici.

Thermostat 1ère version :

Dans ce type de thermostat, on entourait la cavité d'un manchon comportant une résistance chauffante et un organe de mesure de température (thermistance).

La thermistance était montée dans un bras d'un pont de Whoatstone, un autre des bras était constitué par des résistances étalon commutables pour obtenir l'équilibre du pont à diverses températures. Le réglage fin de l'équilibre du pont était obtenu

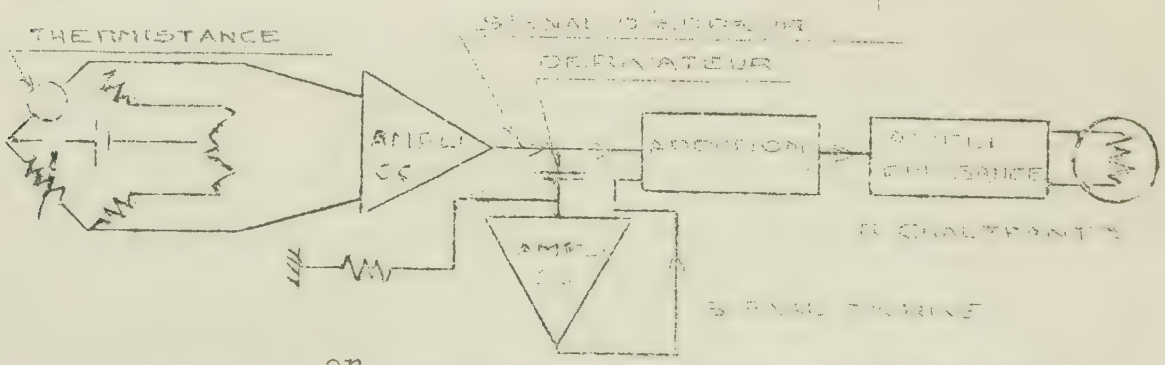


Fig.4 - 1er Montage de régulation de température

à l'aide d'un potentimètre hélicoïdal. Le signal d'erreur , après amplification dans un amplificateur à "chopper" de gain 2000 passait par un filtre à résistance et capacité. On obtenait ainsi un signal dérivé, qui amplifié dans un second amplificateur continu à "chopper" était ajouté au signal d'erreur. On compensait ainsi en partie le retard introduit entre l'organe de commande (résistance chauffante) et la prise d'information (thermistance). Enfin le signal composé était envoyé dans un amplificateur de puissance à transistors qui alimentait la résistance chauffante. Ce système assez complexe fut abandonné, car il présentait un pompage résiduel d'un centième de degré environ. De plus, le réglage des constantes de temps des circuits était affecté par des variations d'isolement thermique de la cavité.

Thermostat 2ème version :

-Principe : Ce système, employé en particulier pour stabiliser la température des quartz oscillateurs, fut préféré pour son absence de pompage. Il comporte un double bobinage en fil de nickel, chaque bobinage étant bifilaire pour être non inductif. Ce bobinage est effectué sur la cavité même, puis noyé dans une résine synthétique thermodurcissable (voir photo2). L'un des bobinages est utilisé comme résistance chauffante, l'autre servant à la mesure de température. Les deux résistances étant bobinées côte-à-côte, le retard thermique entre le chauffage et la mesure est très faible. La résistance de mesure fait partie d'un pont monté en réaction entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur.

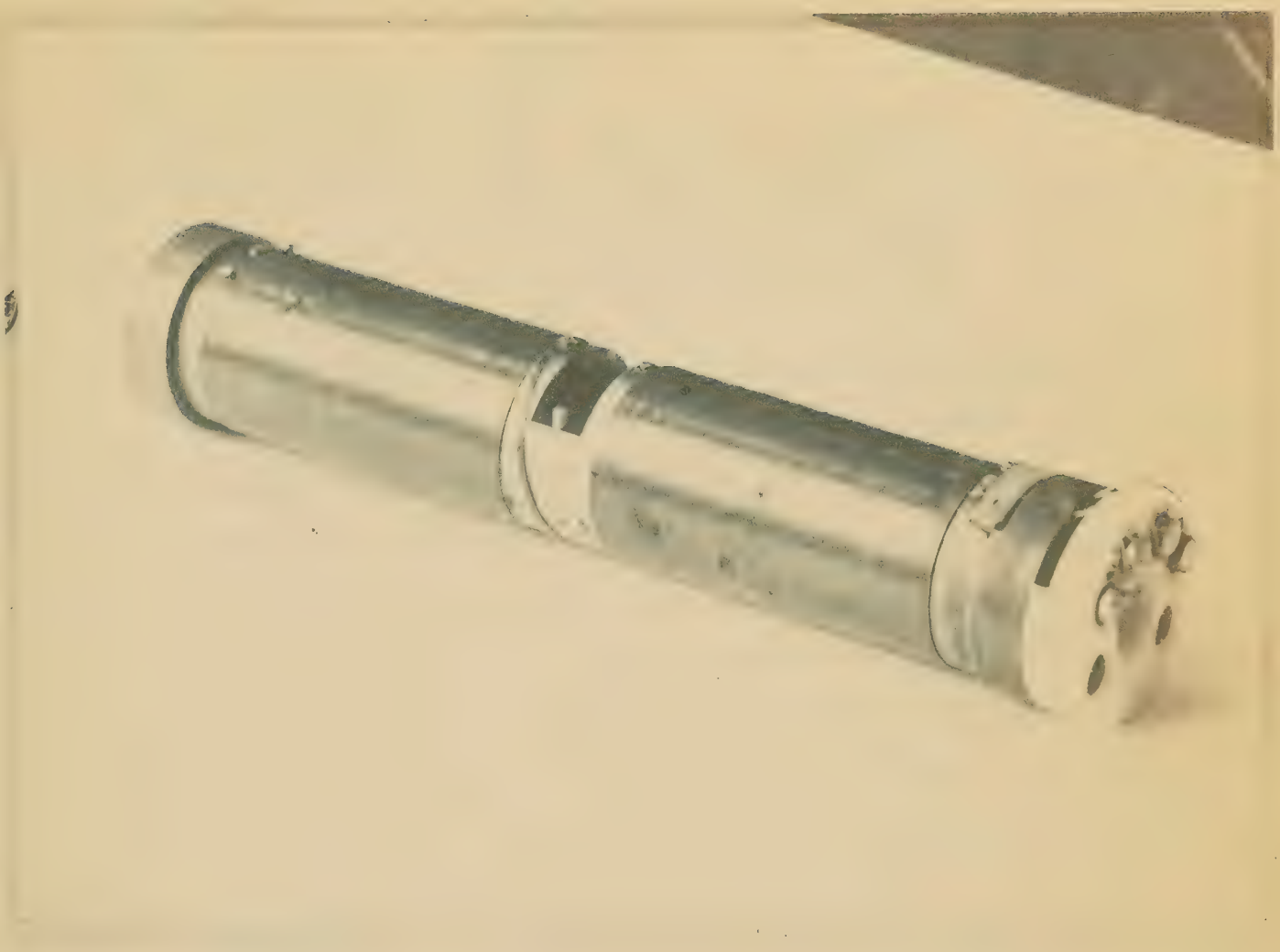


PHOTO 2

CAVITE DU MASER AVEC BOBINAGE

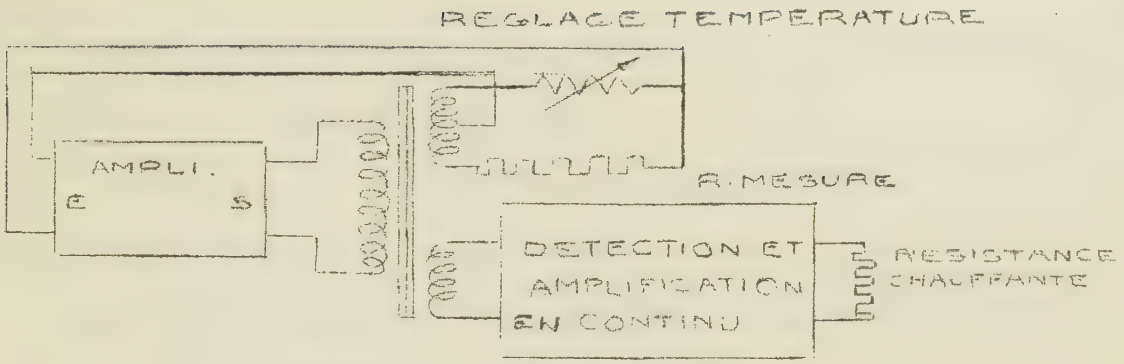


Fig.5 - 2° montage de régulation de température

La cavité étant froide, le pont est déséquilibré et la réaction positive appliquée à l'amplificateur est suffisante pour le faire osciller. Une partie de cette tension d'oscillation est redressée et amplifiée puis appliquée à la résistance chauffante. La température de la cavité s'élève jusqu'à l'équilibre du pont. A ce moment la réaction positive décroît et l'oscillation diminue jusqu'à établissement d'un régime d'équilibre où la puissance dissipée dans la résistance chauffante compense exactement les pertes thermiques de la cavité résonnante.

-Réalisation : L'amplificateur de signal d'erreur est à liaison directe, à deux étages, utilisant des transistors OC77 alimentés sous une tension de 18V, stabilisée par trois diodes Zener OAZ203. Le transformateur de sortie est accordé sur une fréquence de l'ordre de 1 KHz. Le redressement de l'oscillation et la préamplification sont assurés par un transistor OC77 fonctionnant sans polarisation de base et monté en collecteur commun. L'amplificateur de puissance comporte un transistor ASZ16, alimenté sous 24V et monté en émetteur commun. L'alimentation de l'ensemble est assurée par un transformateur, un pont à diodes silicium OA214 et un filtre. Le réglage de la température s'effectue à l'aide d'un

potentiomètre hélicoïdal 10 tours permettant un réglage fin sur une plage relativement large.

On trouvera figure 6 le schéma électronique et photo 3, une vue du châssis de ce thermostat.

Caractéristiques de fonctionnement : Plage de réglage : 10°

Précision du réglage : 1/100°

Résistance des enroulements de Ni : 50 ohms environ à 20°C

Coefficient de température du Ni : 5.10^{-3}/°C

Courant de chauffage maximum : 500 mA

Puissance maxima : 12,5 watts

Courant d'entretien : 200 mA environ

Puissance d'entretien : 2 W environ

Variation du courant de chauffage en fonction de la température du fil thermomètre : 500 mA pour 1/10°C

-Résultats obtenus. Stabilité en fréquence du maser :

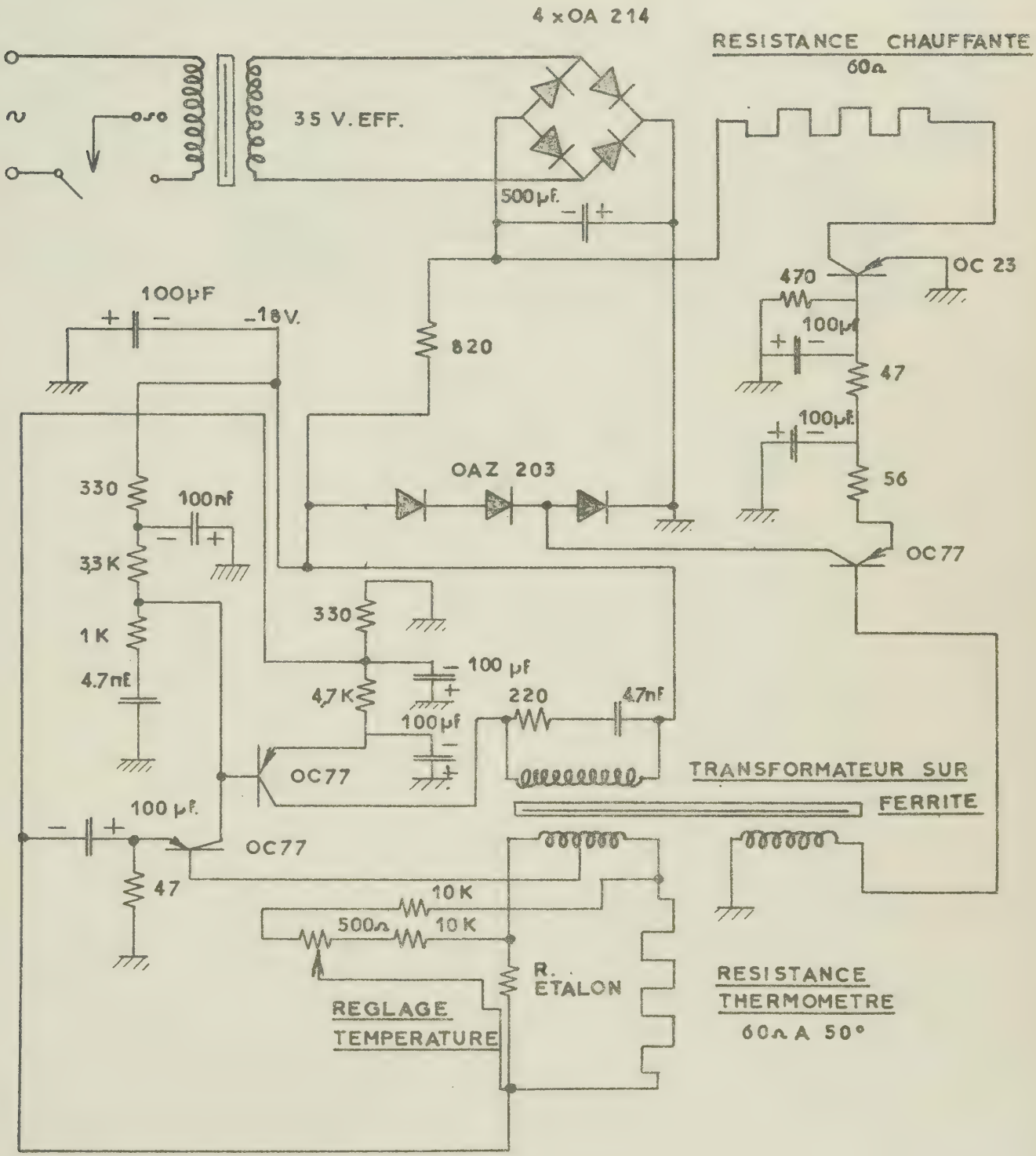
Pratiquement, dans les conditions de fonctionnement du maser (proximité des pièges à azote liquide), on obtient une stabilité en fréquence de l'ordre de quelques 10^{-11} sur une heure. La figure 6-B montre un enregistrement de la fréquence obtenu à l'aide d'un compteur électronique sur une durée de 15 minutes (2).

La reproductibilité est meilleure que 10^{-9}.

Les variations de fréquence observées sont de l'ordre de 1 khertz par degré de température de la cavité. Les variations relatives de fréquence de 10^{-9} correspondent à des variations de température de 2.10^{-2} degrés.

Fig 6 STABILISATION DE TEMPERATURE : CAVITE

THERMOSTAT 2ème TYPE



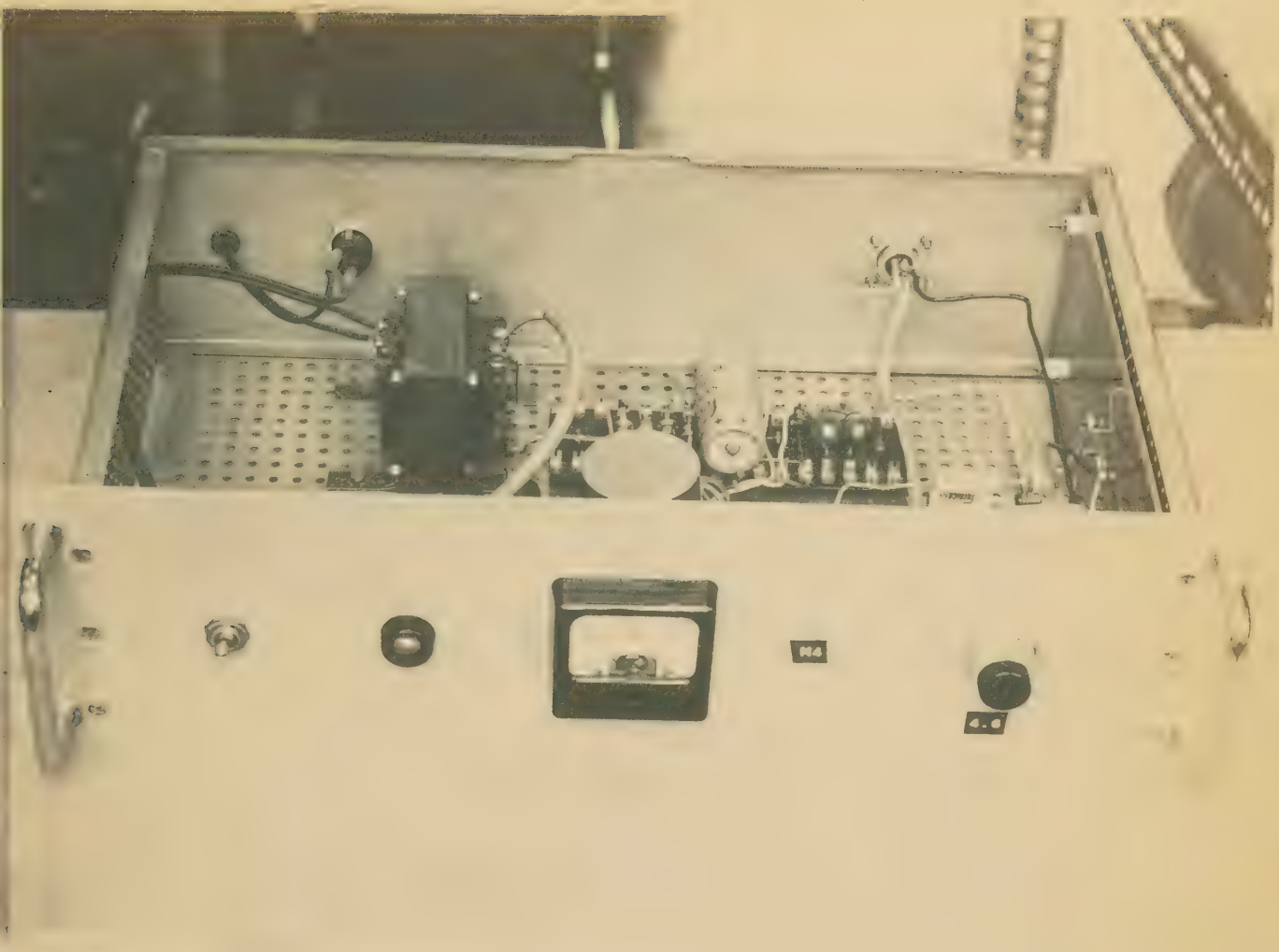
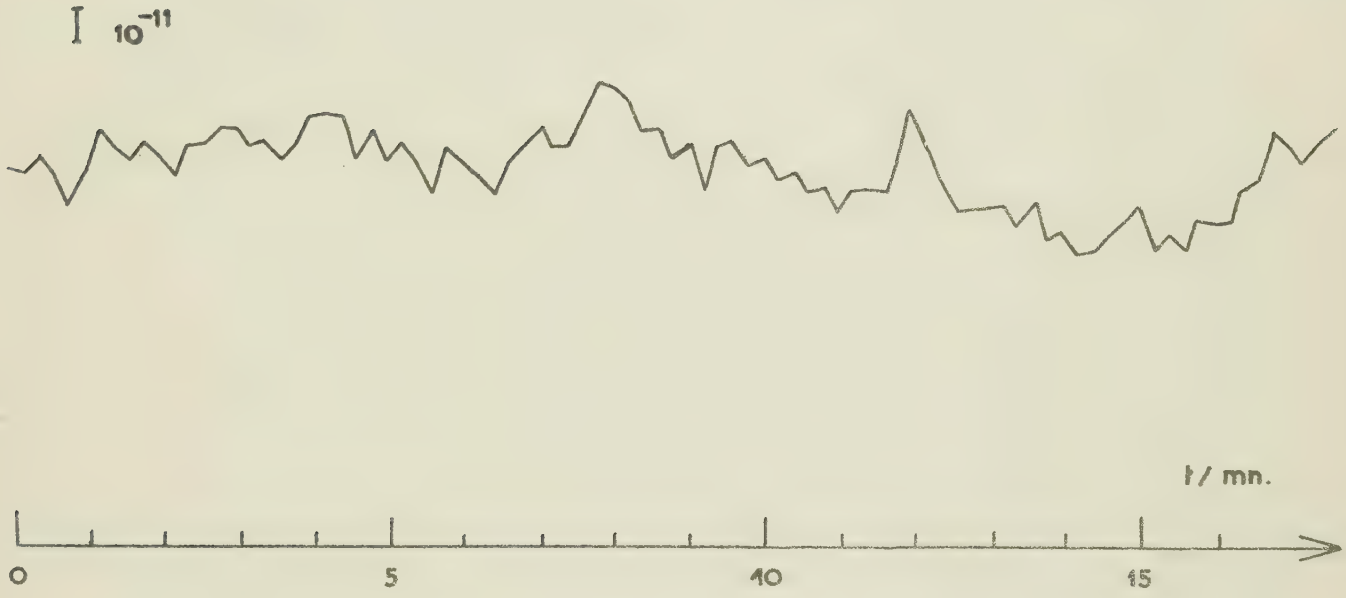


PHOTO 3

STABILISATEUR DE TEMPERATURE DE LA CAVITE

COMPARAISON MASER_OUARTZ FIG 6B

CONSTANTE DE TEMPS DES MESURES $\tau = 10$ S



Il semble difficile dans les conditions de fonctionnement du maser (pièges à azote liquide au voisinage des cavités) d'améliorer la stabilité du maser, en affinant à l'extrême la régulation de température. Or, il est souhaitable d'obtenir une meilleure reproductibilité de la fréquence de sortie.

C'est pourquoi il a été jugé préférable de corriger la fréquence de la cavité en s'appuyant sur le critère Zeeman. L'appareillage réalisé pour mettre en oeuvre ce critère sera décrit dans la troisième partie du mémoire.

II ème PARTIE

COMPARAISON DE LA FREQUENCE DU MASER

Le signal hyperfréquence à 23.870,129 MHz délivré par le maser a une puissance de l'ordre de 10^{-11} W. Pour mettre en évidence et utiliser ce signal, on est conduit à utiliser une méthode de détection superhétérodyne.

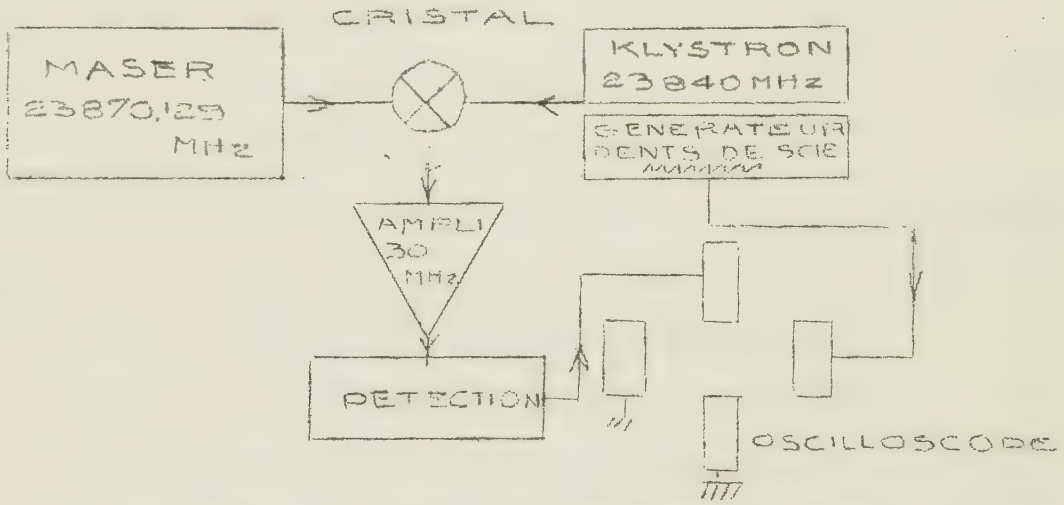


Fig.7 - Détection d'un signal maser

A) Détection du signal du maser -

On utilise un klystron réflex dont on règle la fréquence à 23.840 MHz. Le battement de cet oscillateur local avec le maser donne un signal $F_m - F_K = 30$ MHz. Ce signal est envoyé dans un amplificateur sélectif de fréquence centrale 30 MHz.

Pour constater que le maser oscille, il suffit de détecter le signal amplifié et de balayer le klystron en fréquence en appliquant une tension en dent de scie sur son réflecteur. On envoie le signal amplifié et détecté sur les plaques verticales d'un oscilloscope et le balayage en dent de scie sur les plaques horizontales. Ainsi le battement maser-klystron balaie la courbe de

réponse de l'amplificateur sélectif et l'on observe cette courbe sur l'écran de l'oscilloscope.

B1) Comparaison de fréquence Maser-Quartz. (Fig.8)

-Généralités : On utilise encore un klystron oscillateur local, mais pour des raisons de commodité, on adopte un klystron X13 à 11.919,5 MHz.

On fait battre ce klystron :

1°) -Avec l'harmonique 53 du signal à 225 MHz provenant d'une chaîne de multiplication de fréquence dont l'entrée est attaquée par le quartz que l'on veut comparer au maser.

2°) -Avec le maser après multiplication dans un doubleur de fréquence à cristal.

La première opération donne une fréquence :

$$nF_Q - F_K = (53 \times 225) - 11.919,5 = 5,5 \text{ MHz}$$

La seconde opération donne une fréquence :

$$F_M - 2F_K = 23.870,129 - 2\ (11.919,5) = 31,129 \text{ MHz}$$

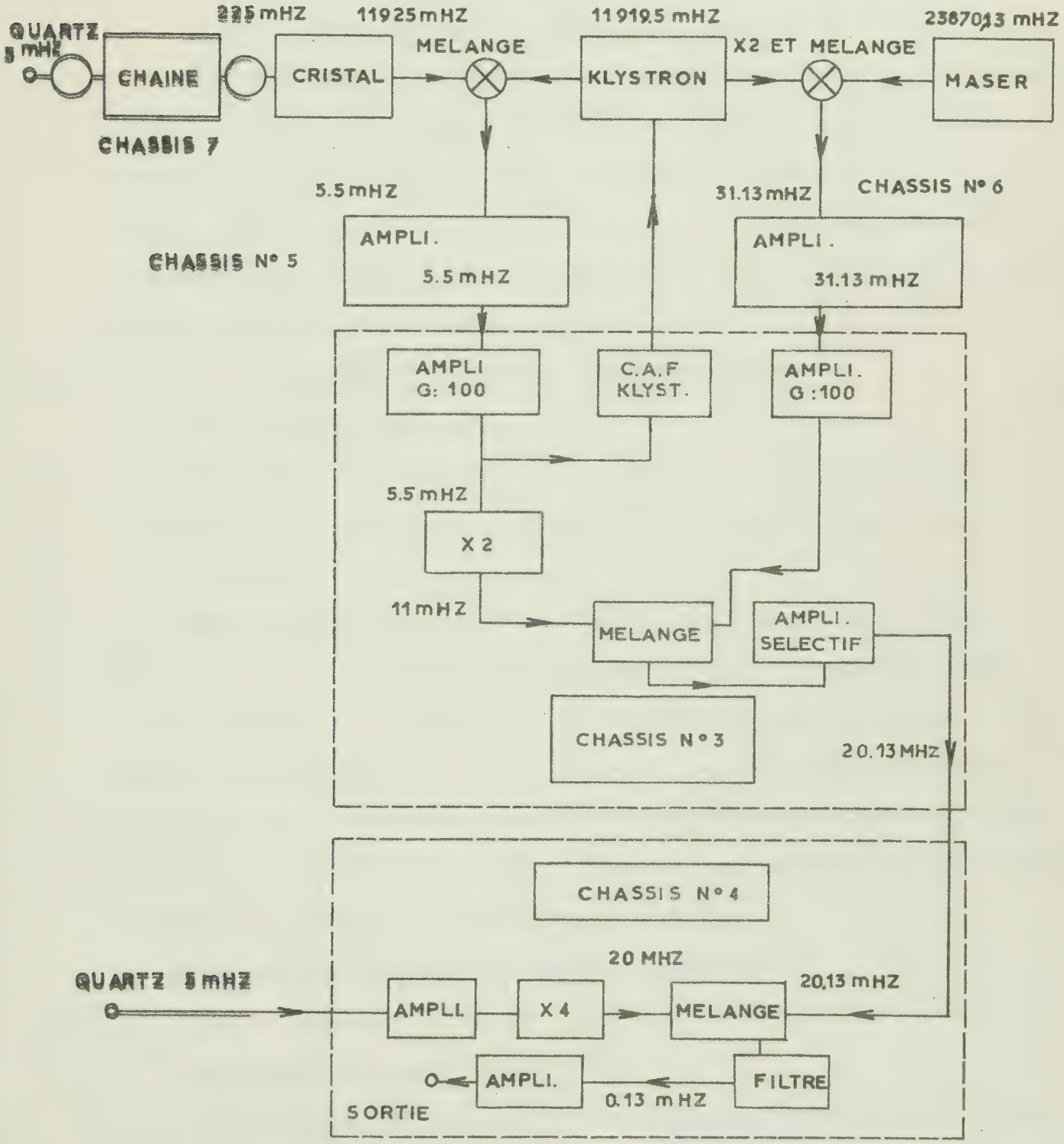
Ces deux signaux sont amplifiés chacun dans un amplificateur sélectif de gain 60 db avant d'être envoyés dans un convertisseur qui permet d'éliminer l'influence de la fréquence du klystron.

Pour obtenir ce résultat, on fait passer le signal 5,5 MHz (battement quartz-klystron) dans un doubleur de fréquence qui donne ainsi un signal à 11 MHz.

On fait battre ce signal à 11 MHz avec le signal à 31,129 MHz provenant du battement Maser-Klystron, puis on extrait la différence, soit 31,129 - 11 = 20,129 MHz. Ce signal à 20,129 MHz ne dépend pas de la fréquence du klystron. En effet, on a réalisé

Fig 6 ENSEMBLE DE COMPARAISON DE FREQUENCE MASER-QUARTZ

SCHEMA FONCTIONNEL



ainsi l'opération :

$$(F_M - 2F_K) - 2(nF_Q - F_K) = F_M - 2nF_Q.$$

Le terme F_K (fréquence du klystron) a disparu.

Pour obtenir un signal plus commode à utiliser, on fait encore battre le signal résultant à 20,129 MHz avec un signal à 20 MHz provenant de la chaîne de multiplication. On obtient ainsi un signal à 129KHz dont on mesure la fréquence à l'aide d'un compteur électronique. La variation de fréquence est de 2,4 Hz pour une variation relative maser-quartz de 10^{-10}.

B_2) Détail du comparateur de fréquence maser-quartz

1°) -Les amplificateurs -

$1°_a$) Principe : Ils sont du type à circuits accordés décalés à 4 étages et ont pour but d'amener au convertisseur des signaux de niveau plus élevé.

1_b) -Réalisation : Les tubes utilisés sont des pentodes 6 AK5. L'entrée adaptée à l'impédance du cristal est asymétrique pour l'amplificateur à 31 MHz. Elle est symétrique dans le cas de l'amplificateur 5,5 MHz qui est attaqué par un mélangeur équilibré. L'alimentation anodique des tubes, comme celle de tous les autres appareils du convertisseur de fréquence, est régulée par tube électronique et étalon de tension à gaz ionisé.

1_c) -Caractéristiques des deux amplificateurs :

Gain : supérieur à 60 db

Impédance d'entrée : adaptée au cristal

Résistance d'entrée : 1000 ohms (charge du cristal détecteur en continu)

Impédance de sortie : 50 ohms

Bruit ramené à l'entrée :

Amplificateur 5,5 MHz : 4 microwolts

Amplificateur 31 MHz : 2,5 microwolts

Largeur de bande à -3db :

Amplificateur 5,5 MHz : 400 kHz (voir fig.10)

Amplificateur 31 MHz : 3 MHz (voir fig.12)

(Schémas : amplificateur 5,5 MHz : fig.9 - Amplificateur 31 MHz : fig. 11).

2°) -Le convertisseur :

Nous étudierons successivement chacun des éléments qui le composent.

2_a) -Etage accordé 5,5 MHz.

Principe : C'est un étage amplificateur sélectif à 5,5 MHz. Il amène le signal provenant du battement klystron-harmonique du quartz, préamplifié par l'amplificateur décrit au paragraphe précédent, au niveau nécessaire pour un fonctionnement correct du discriminateur qui asservira le klystron en fréquence, et du doubleur de fréquence 5,5 - 11 MHz dont les descriptions seront données plus loin.

Réalisation : Il utilise un tube pentode 6 AK5 fonctionnant en classe A avec entrée et sortie accordées. Le circuit oscillant de sortie est couplé magnétiquement avec le circuit oscillant du discriminateur.

Caractéristiques :

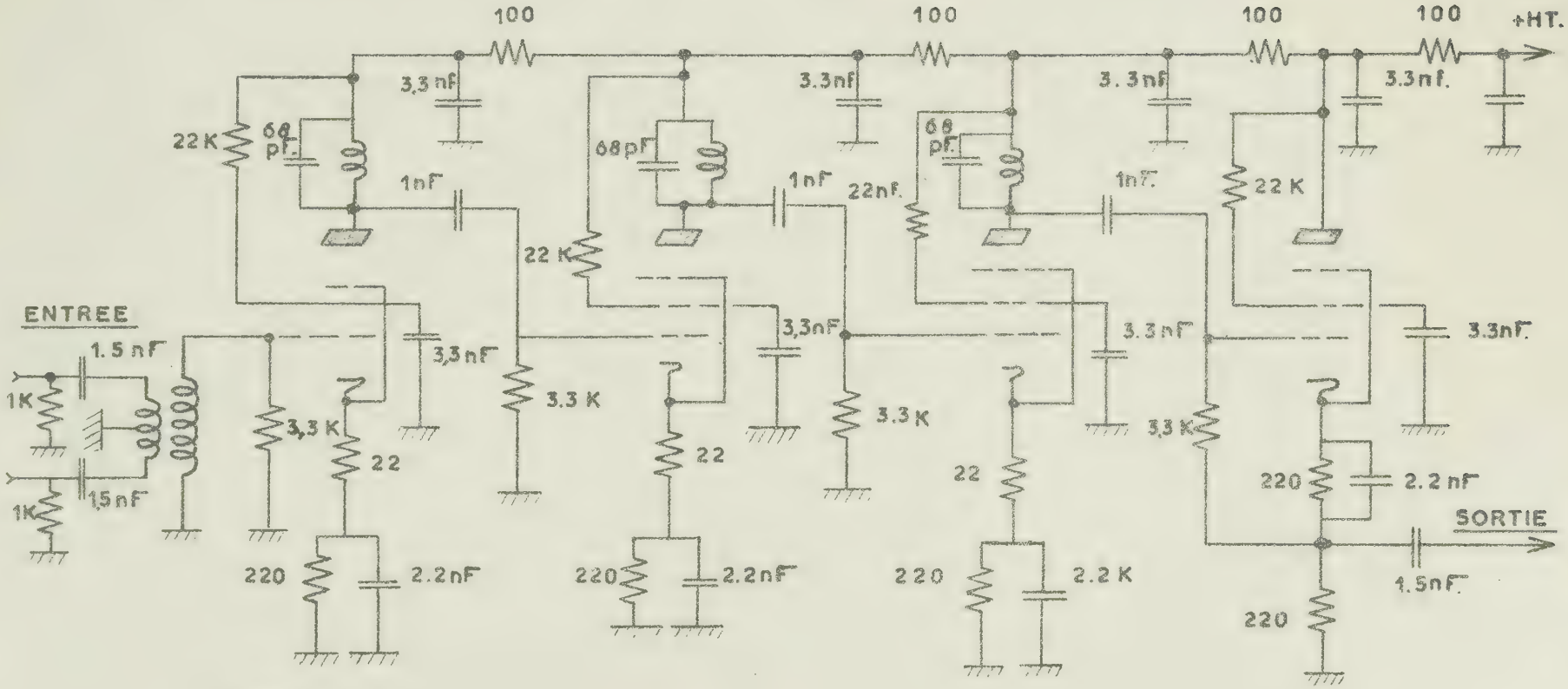
-Gain : 40 db

-Largeur de bande : 100 kHz

Fig 9 ENSEMBLE DE COMPARAISON DE FREQUENCE MASER QUARTZ

PREAMPLIFICATEUR 5.5 MHz

CHASSIS N° 5



TUBES: 6AK5

Fig 1 AMPLIFICATEUR 5.5 MHz

COURBE DE REPONSE

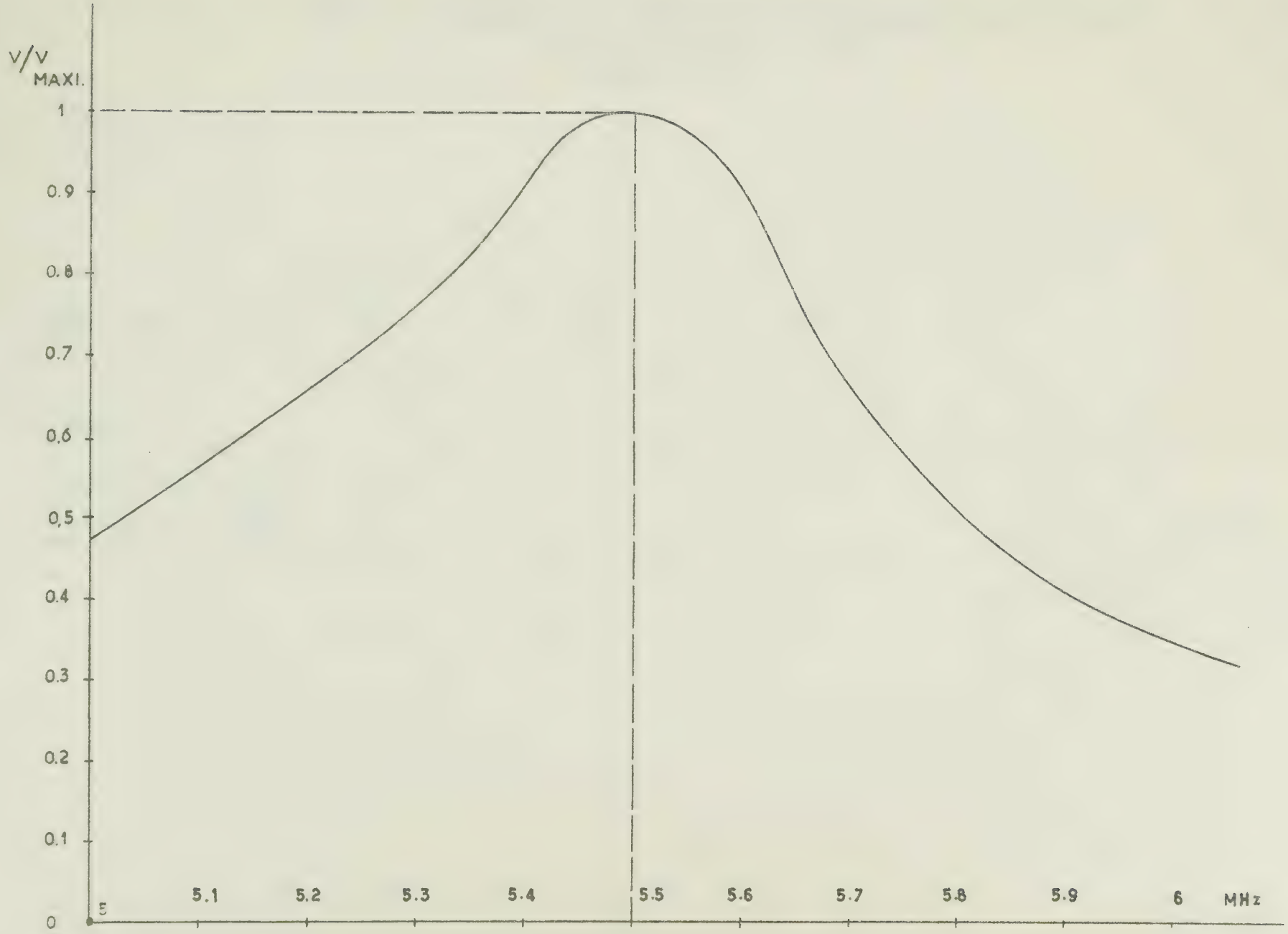


Fig 11 ENSEMBLE DE COMPARAISON DE FREQUENCE MASER QUARTZ

PREAMPLIFICATEUR 31 mHZ.

CHASSIS N°6

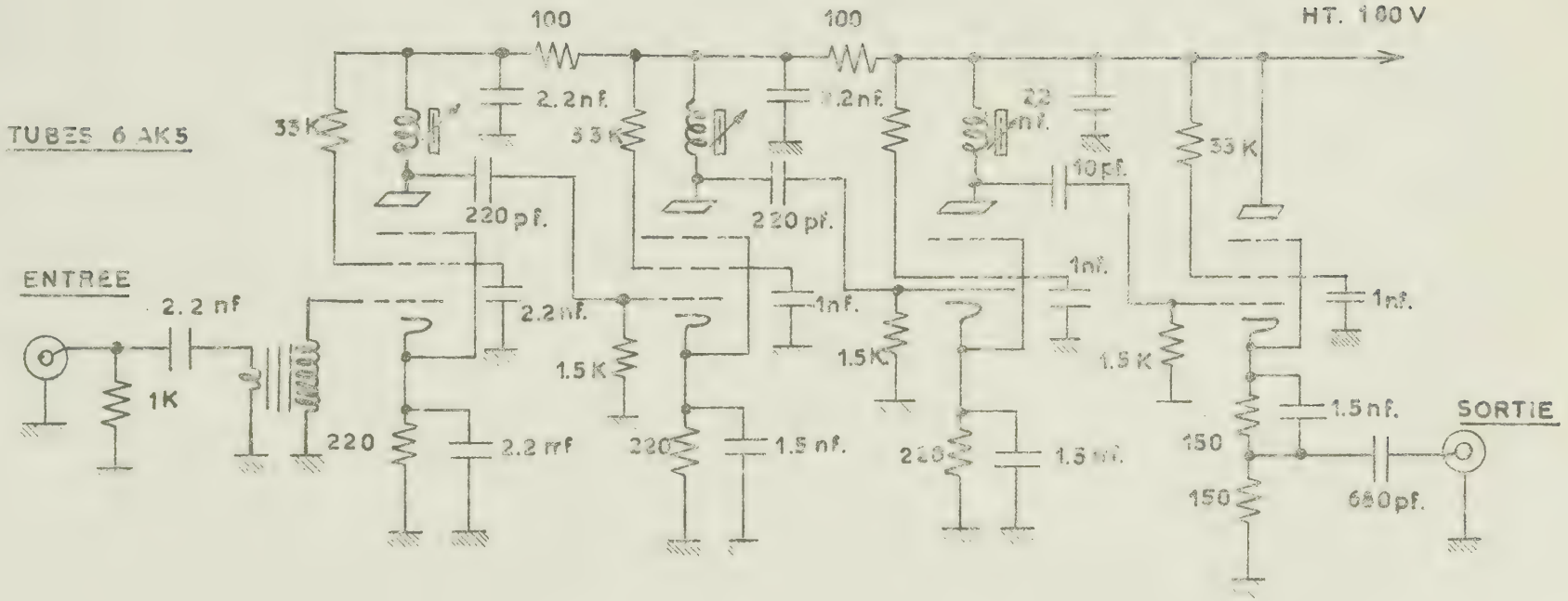
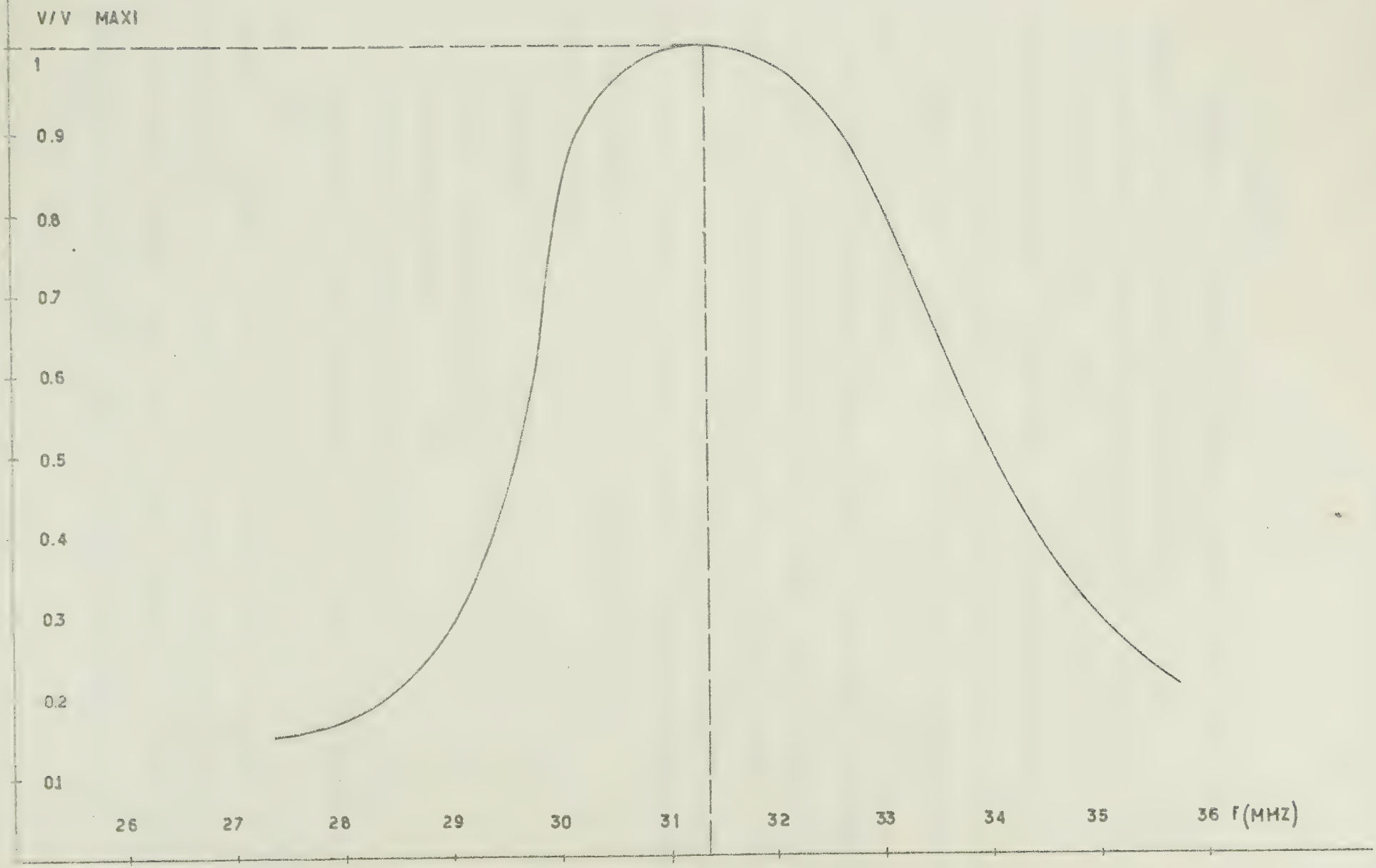


Fig 12 AMPLIFICATEUR 31 MHz

COURBE DE REPONSE



2_b) -Discriminateur :

Principe : Il fournit un signal d'erreur proportionnel à la fréquence de battement klystron-harmonique du quartz. Ce signal est inséré dans l'alimentation du réflecteur du klystron et maintient sa fréquence à une valeur assez constante pour que la fréquence des battements klystron-maser et klystron-harmonique du quartz restent dans la bande passante des amplificateurs accordés.

Réalisation : On a employé un montage classique Foster-Seely qui comporte principalement un circuit accordé à prise médiane et deux diodes. Celles-ci sont des diodes au germanium type OA85. L'ensemble du discriminateur est bien entendu isolé soigneusement puisqu'il est porté au potentiel du réflecteur du klystron, soit environ -700 V par rapport à la masse de l'ensemble de l'appareillage. On sait qu'un court-circuit entre le réflecteur et la masse mettrait immédiatement le klystron hors d'usage.

Caractéristiques :

Sensibilité : 0,2 V par kHz

Signal de correction maximum $\pm$ 10 V

Fréquence centrale : 5,5 MHz.

2_c) -Doubleur de fréquence 5,5 - 11 MHz.

Principe : On fait fonctionner un tube pentode en amplificateur classe C, c'est-à-dire avec une polarisation de grille supérieure à la tension de cut-off. On obtient ainsi un signal de sortie riche en harmoniques. On sélectionne l'harmonique désiré à l'aide d'un circuit oscillant à grand coefficient de surtension. Dans le cas considéré, le signal d'entrée a une fréquence de

5,5 MHz et le circuit oscillant de sortie est accordé à 11 MHz.

Réalisation : Le tube pentode utilisé est du type 6 AK5. La charge anodique est constituée par un circuit accordé de coefficient de surtension supérieur à 100.

Caractéristiques :

Signal d'entrée à 5,5 MHz : 10 V efficace

Signal de sortie à 11 MHz : 15 V efficace

2_d) -Mélangeur 31,129 - 11 MHz.

Principe : Un tube hexode a ses deux grilles de commande attaquées respectivement par les deux signaux à mélanger. L'amplitude d'un de ces signaux (oscillateur local) est suffisante pour bloquer périodiquement le débit anodique du tube. Dans ces conditions, on peut montrer que le débit anodique moyen du tube présente des variations périodiques dont la fréquence est égale à la différence des fréquences des signaux appliqués sur les grilles de commande. Un circuit oscillant accordé sur cette fréquence-différence permet de recueillir le signal désiré et de se débarrasser des signaux d'entrée.

Réalisation : On emploie la partie hexode d'un tube triode-hexode ECH.81, tube spécialement créé pour cette utilisation. Le circuit oscillant de sortie est couplé magnétiquement avec un second circuit oscillant qui attaque l'étage suivant. Le couplage est ajusté pour que l'ensemble constitue un filtre de bande. On obtient ainsi une meilleure réjection des fréquences indésirables (signaux d'entrée et leurs harmoniques).

Caractéristiques :

Signal d'entrée 31,129 MHz : 50 à 150 mV eff.(selon puissance maser)

Signal oscillateur local 11 MHz : 15 V efficace;

Signal à la sortie du filtre de bande 20,129MHz : 100 à 300mV. efficaces

Réjection de l'harmonique 2 du signal 11 MHz : 60 db.

2_e) -Etage amplificateur 20,1 MHz.

Principe : C'est un étage amplificateur sélectif qui suit le mélangeur. Son but est double :

1°) -amplifier le signal 20,1 MHz,

2°) -adapter l'impédance du circuit de sortie à 50 ohms pour permettre de transporter le signal dans un câble coaxial.

Réalisation : Ici, on utilise encore un tube pentode 6 AK5 travaillant en classe A. Le circuit accordé de sortie est couplé avec un secondaire de 3 spires, l'ensemble formant un transformateur abaisseur qui adapte l'impédance de sortie de l'étage à celle du câble coaxial de liaison.

Le schéma électronique des éléments 2_a à 2_e est donné figure 13.

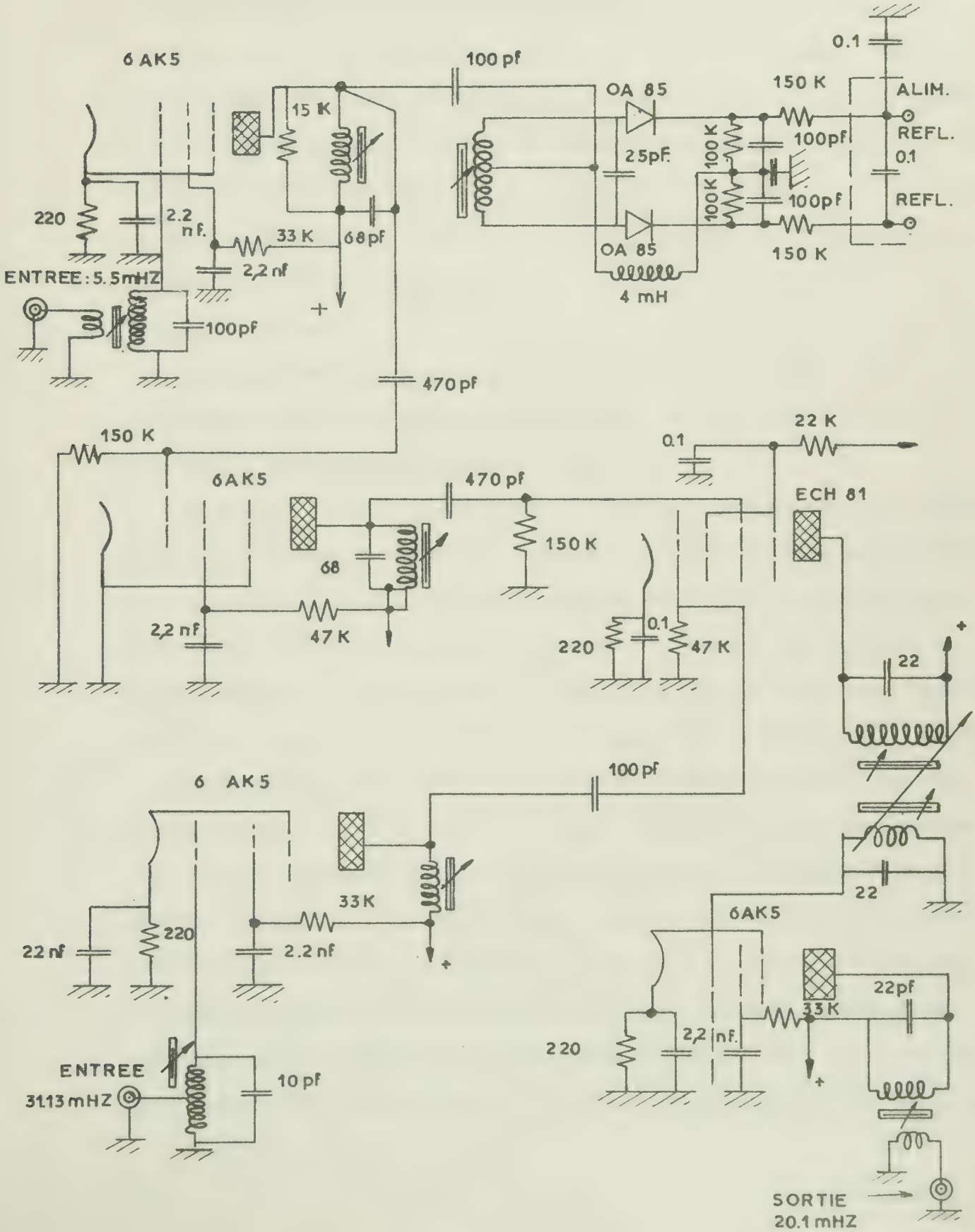
2_f) -Etage quadrupleur de fréquence 5-20 MHz

Principe : Cet étage a pour but d'obtenir un signal de fréquence 20 MHz à partir du quartz 5 MHz que l'on compare au maser. Comme dans le cas du doubleur décrit plus haut, il s'agit d'un tube fonctionnant en classeC, suivi d'un sélecteur d'harmonique. Dans ce cas, c'est l'harmonique 4 du signal à 5 MHz qui est choisi. Le signal de sortie à 20 MHz sera utilisé comme signal d'oscillateur local dans le mélangeur décrit plus loin.

Réalisation : Le tube employé est une pentode à 6 AK5. Le

Fig 13 ENSEMBLE DE COMPARAISON DE FREQUENCE MASER QUARTZ

SCHEMA DE CHASSIS N°3



circuit d'entrée accordé à 5 MHz comporte une prise à 4 spires de la masse. Cette prise est connectée au câble coaxial (impédance caractéristique 50 ohms) qui transporte le signal du quartz à 5 MHz. L'ensemble constitue un transformateur-élévateur qui adapte l'impédance du câble à celle de l'entrée de l'étage. A la sortie, on trouve le circuit d'anode accordé à 20 MHz. Le couplage avec l'étage suivant est magnétique.

Caractéristiques :

Signal d'entrée minimum sur 50 ohms : 1 V eff.

Signal de sortie mesuré sur l'anode : 10 V eff.

2_g) -Etage mélangeur 20,129 - 20 MHz

Principe : On additionne les tensions instantanées des deux signaux à mélanger. On obtient ainsi un signal modulé en amplitude, la fréquence de cette modulation étant égale à la différence des fréquences des deux signaux. Un élément non-linéaire (diode) permet d'extraire cette modulation. Enfin un filtre passe-bas laisse passer le signal utile à 129 kHz et supprime la résiduelle à 20 MHz

Réalisation : Le signal à 20,129 MHz provenant de la partie 2_e est envoyé sur le primaire à basse impédance d'un transformateur dont le secondaire est un circuit accordé à 20,129 MHz. Ce circuit accordé est monté en série avec un second circuit accordé à 20 MHz qui est couplé magnétiquement avec le circuit de sortie de l'étage quadrupleur précédemment décrit. L'ensemble attaque une diode germanium OA85 suivie d'un réseau à résistance et capacité qui forme un filtre passe-bas et permet également de supprimer la

composante continue présente sur la résistance de charge de la diode.

Caractéristiques :

Signal d'entrée à 20,129 MHz : 100 à 300 mV eff.

Signal d'oscillateur local 20 MHz : 4 V eff.

Signal de sortie à 129 kHz : 200 à 600 mV

2_h) -Etage amplificateur 129 kHz

Principe : C'est un étage amplificateur classe A qui peut fonctionner soit en étage apériodique, soit en étage à sortie accordée avec filtre de bande. Cette dernière utilisation permet d'améliorer le rapport signal/bruit du signal de sortie dans le cas où l'on dispose d'un quartz de référence très stable à court terme. Cet étage a pour but d'amener le niveau du signal 129 kHz sortant du mélangeur précédent à la valeur nécessaire au fonctionnement correct des différents types de fréquencemètres (digitaux ou analogiques) utilisés pour les mesures.

Réalisation : On utilise une pentode à grande pente EF80. Un commutateur permet de connecter la sortie de l'étage soit sur un quadripôle de liaison à résistances et capacité, soit sur un filtre de bande à deux circuits oscillants couplés. Une résistance variable de cathode permet d'ajuster le gain de l'étage.

Caractéristiques :

Gain : 5 à 50 selon réglage de la résistance de cathode

Largeur de bande du filtre à -3db : 1 kHz

2_i) -Etage de sortie cathodyne :

Principe : Cet étage dont le gain de tension est inférieur à l'unité permet d'adapter l'impédance de sortie de l'étage précédent

de l'ordre de 10.000 ohms, à celle du câble coaxial qui relie la sortie du comparateur de fréquence aux appareils de mesure.

Réalisation : On utilise une double triode 12 AT 7 dont les deux éléments sont en parallèle. On double ainsi la pente de l'étage La tension de sortie est prélevée sur une résistance insérée dans la cathode.

Caractéristiques :

Signal de sortie maximum sans distorsion : 2V eff.

Impédance de sortie : environ 80 ohms.

On trouvera figure 14 le schéma des éléments 2_f à 2_i

3°) -L'alimentation du klystron.

3_a) -Conditions de fonctionnement du klystron :

Le klystron X13 que nous utilisons comme oscillateur local à la fréquence de 11919,5 MHz. nécessite les alimentations suivantes, dans les conditions de fonctionnement du comparateur de fréquence :

1°) -Chauffage filament V = 6,3 v : I = 0,6 A

2°) -Alimentation cavité V = 320 v : I = 30 mA

3°) -Alimentation réflecteur V = -340v : I négligeable

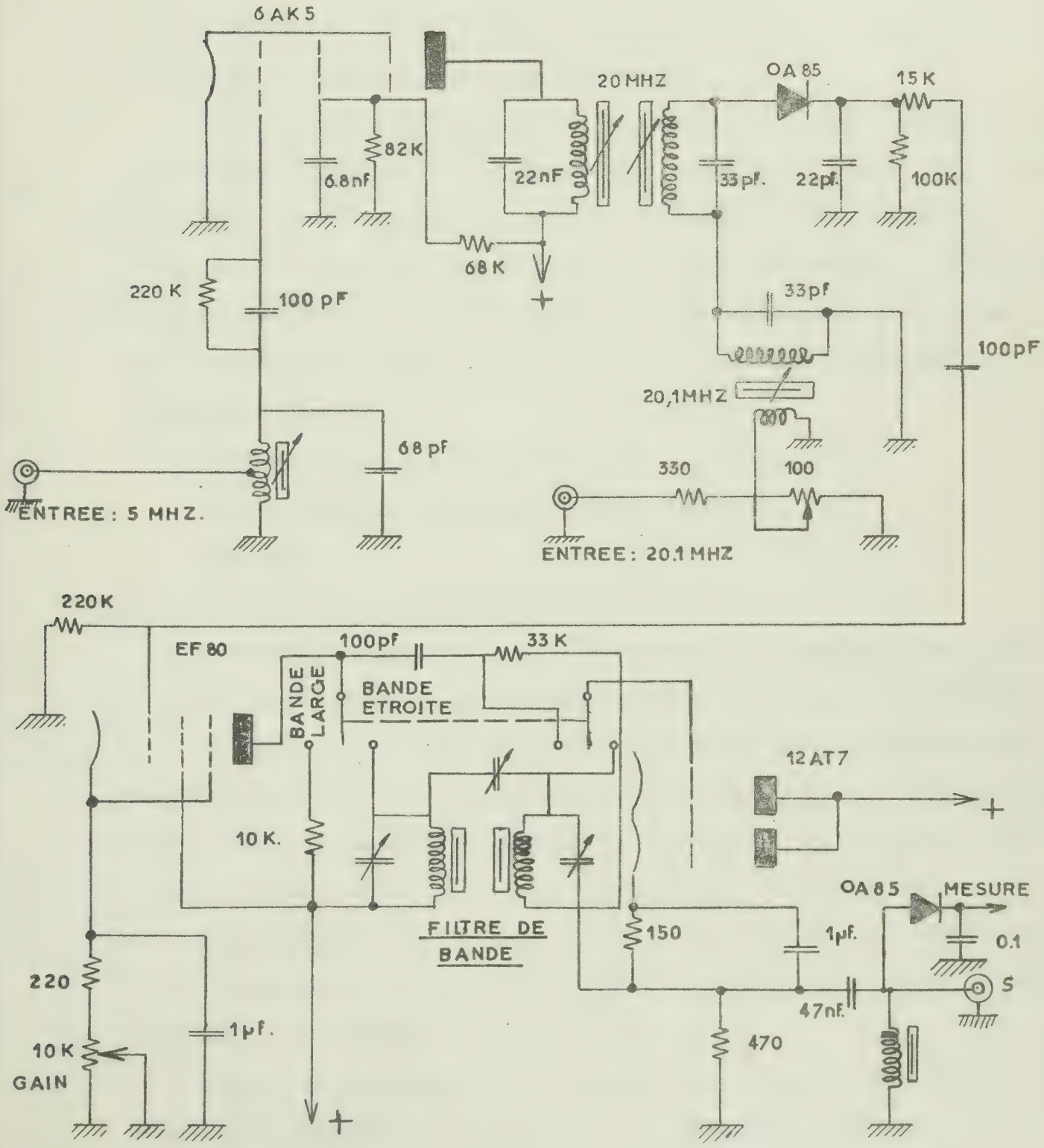
3_b) -Alimentation du filament du klystron :

Principe : Le klystron étant un appareil coûteux, on a intérêt à favoriser sa durée de vie en évitant les variations de tension de chauffage qui peuvent être nuisibles au filament. De plus, le chauffage du klystron en courant continu améliore sa pureté spectrale. Une solution consisterait à utiliser une batterie d'accumulateurs, et nous l'avons d'ailleurs employée pendant quelque temps.

Fig 14 ENSEMBLE DE COMPARAISON DE FREQUENCE MASER QUARTZ

CHASSIS N° 4

CONVERTISSEUR 20.129 MHZ – 129 KHZ



Toutefois, les inconvénients bien connus des accumulateurs (entretien, poids, recharges fréquentes) nous ont amené à leur préférer une alimentation secteur redressée, filtrée et régulée par transistors et diode Zener de référence.

Réalisation : Un transformateur abaisseur suivi de deux diodes de puissance type OA31 et d'un filtre passe-bas, fournit une tension redressée et filtrée. Un transistor de puissance OC26 monté en série avec le filament du Klystron sert de régulateur. L'amplificateur de commande comporte 2 étages à transistors OC77. La tension de référence est fournie par une diode Zener CAZ203 (schéma fig.15).

Caractéristiques :

Tension de sortie : 6,3 V

Chute de tension à pleine charge : 50 mV

Ronflement : 5 mV eff.

3$_c$) -Alimentation de la cavité klystron :

Principe : La stabilité de fréquence du klystron étant liée à celle des tensions d'alimentation, on a été amené à stabiliser la tension de cavité par régulation électronique. Le principe est le même que celui de l'alimentation filament, mais la tension nécessaire (320V) a conduit à utiliser un montage à tubes et étalon de tension à gaz ionisé au lieu de transistors et diodes Zener.

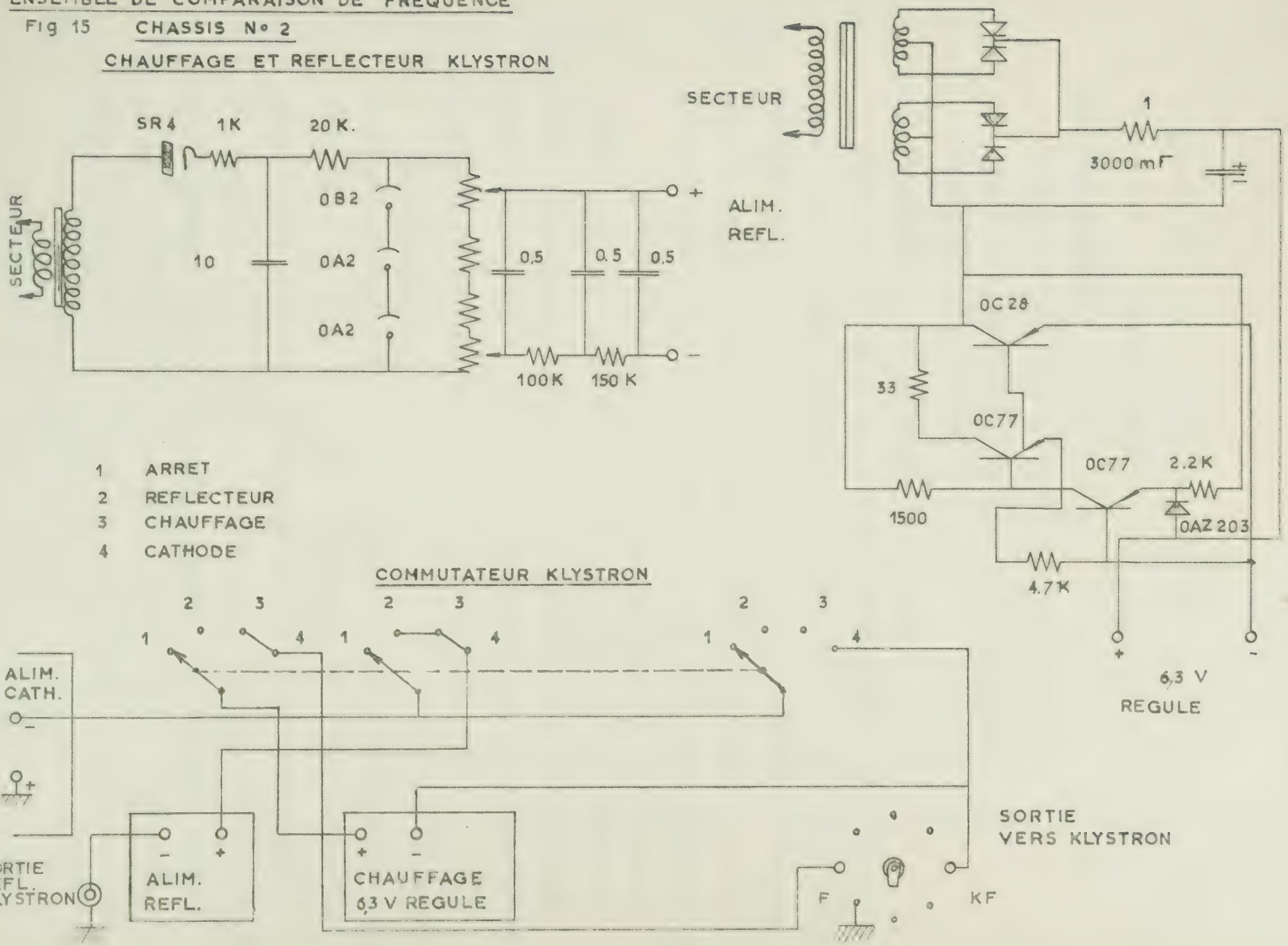
Réalisation : Le transformateur d'alimentation est suivi d'une valve redresseuse du type 5R4 et d'une cellule de filtrage classique à self et capacité.

Un tube de puissance EL 34 commandé par une pentode EF80 joue le rôle de régulateur. La tension de référence utilisée provient

ENSEMBLE DE COMPARAISON DE FREQUENCE

Fig 15 CHASSIS N° 2

CHAUFFAGE ET REFLECTEUR KLYSTRON



d'un tube OB2. Les condensateurs sont du type étanche au papier (S.A.F.C.O.). (Schéma fig.16)

Caractéristiques :

Tension de sortie : réglable de 300 à 500 V

Chute de tension à pleine charge (100 mA): 1V

Ronflement : 8 mV eff.

3_d) -Alimentation du réflecteur du klystron :

Principe : La tension appliquée au réflecteur agissant directement sur la fréquence du klystron avec une sensibilité de 1 MHz par volt environ, il convient de la stabiliser au mieux. Dans ce cas, toutefois, le débit à assurer étant pratiquement nul, il n'est pas nécessaire de recourir à une régulation par tubes électroniques.

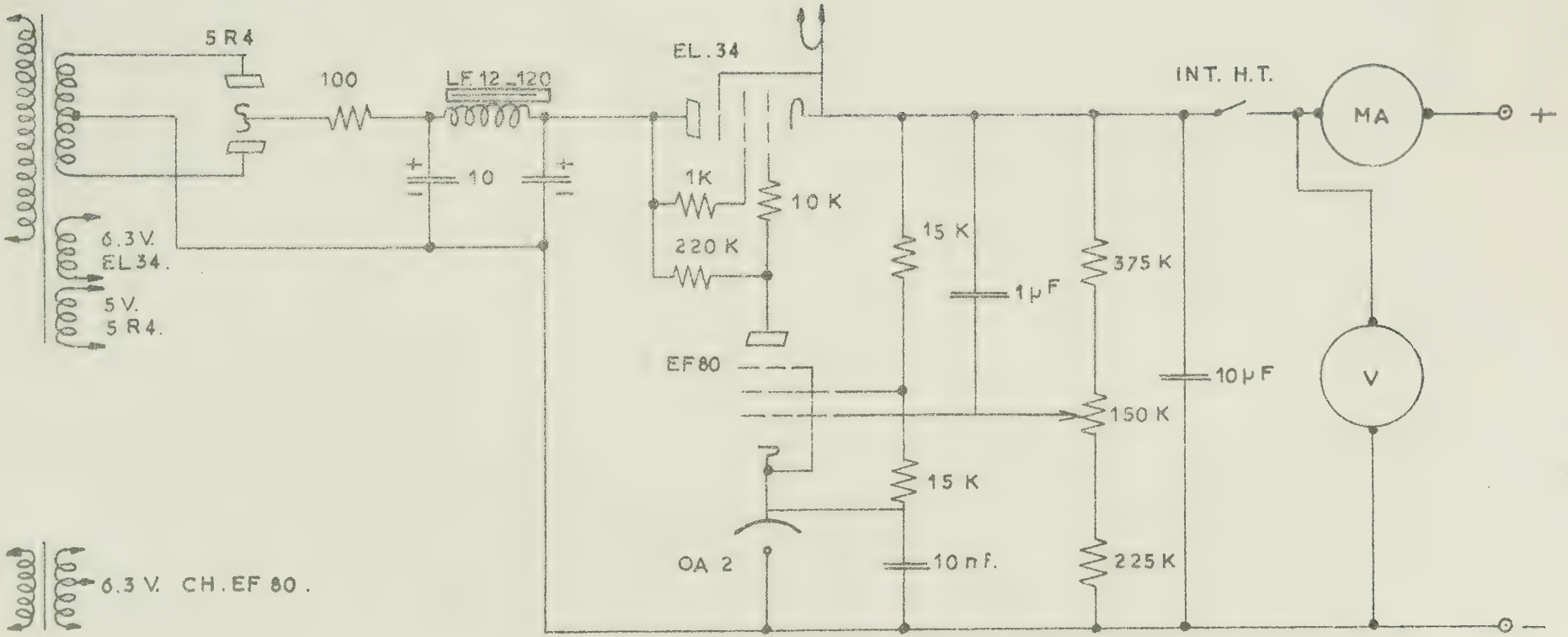
On prélève simplement la tension de réflecteur aux bornes d'une chaîne de tubes à gaz ionisé. Un filtre passe-bas à résistances et capacités permet ensuite d'éliminer les impuretés (ronflements résiduels, bruit de fond dû aux tubes à gaz) qui affecteraient la stabilité à court terme de la tension de sortie.

Réalisation : La tension nécessaire à l'ionisation des tubes à gaz est obtenue à l'aide d'un ensemble transformateur, valve 5R4 et filtre passe-bas. Les tubes utilisés (2 tubes OA2 donnant chacun 150 V et 1 tube OB2 fournissant 100 V) constituent ensemble une source de tension totale 400 V. Deux potentiomètres placés aux deux extrémités de cette chaîne permettent les réglages gros et fin de la tension de réflecteur. Les condensateurs sont du type étanche au papier (S.A.F.C.O.). (Schéma figure 15)

Fig 16 ENSEMBLE DE COMPARAISON DE FREQUENCE

CHASSIS N° 1

ALIMENTATION CAVITE KLYSTRON



Caractéristiques :

Tension de sortie : -300 à -400 V

Réglage fin : 10 V

Ronflement inférieur à 2 mV eff.

C) Comparaison des fréquences de deux masers.

Nous venons de voir la méthode employée pour comparer la fréquence d'un maser à celle d'une horloge à quartz, cette comparaison étant pour nous un problème fondamental.

On peut aussi désirer une comparaison de fréquence entre deux masers. Nous allons exposer la méthode utilisée pour cette comparaison.

Principe : Si l'on fait osciller simultanément deux masers dont les sorties hyperfréquences aboutissent à un mélangeur où arrive également le signal d'un oscillateur local de fréquence voisine, on obtiendra à la sortie d'un cristal détecteur des signaux de fréquence $F_{M1} - F_K$ et $F_{M2} - F_K$, battements de chaque maser avec le klystron oscillateur local. De plus, les fréquences des deux masers étant voisines, ces deux battements vont se combiner entre eux en donnant un signal modulé en amplitude par leur différence soit $F_{M1} - F_{M2}$. On amplifiera donc le signal $F_M - F_K$, puis une détection fera apparaître la modulation $F_{M1} - F_{M2}$ dont on mesurera alors la fréquence.

Réalisation : On utilise comme oscillateur local le klystron X13 asservi en fréquence à 11919,5 MHz dont nous avons parlé à propos de la comparaison de fréquence maser-harmonique d'un quartz.

Le signal prélevé sur le cristal mélangeur est envoyé dans un amplificateur comportant 4 étages à circuits accordés décalés et un étage fonctionnant en détection grille (schéma fig.17).

Les tubes utilisés sont des pentodes 6 AK5.

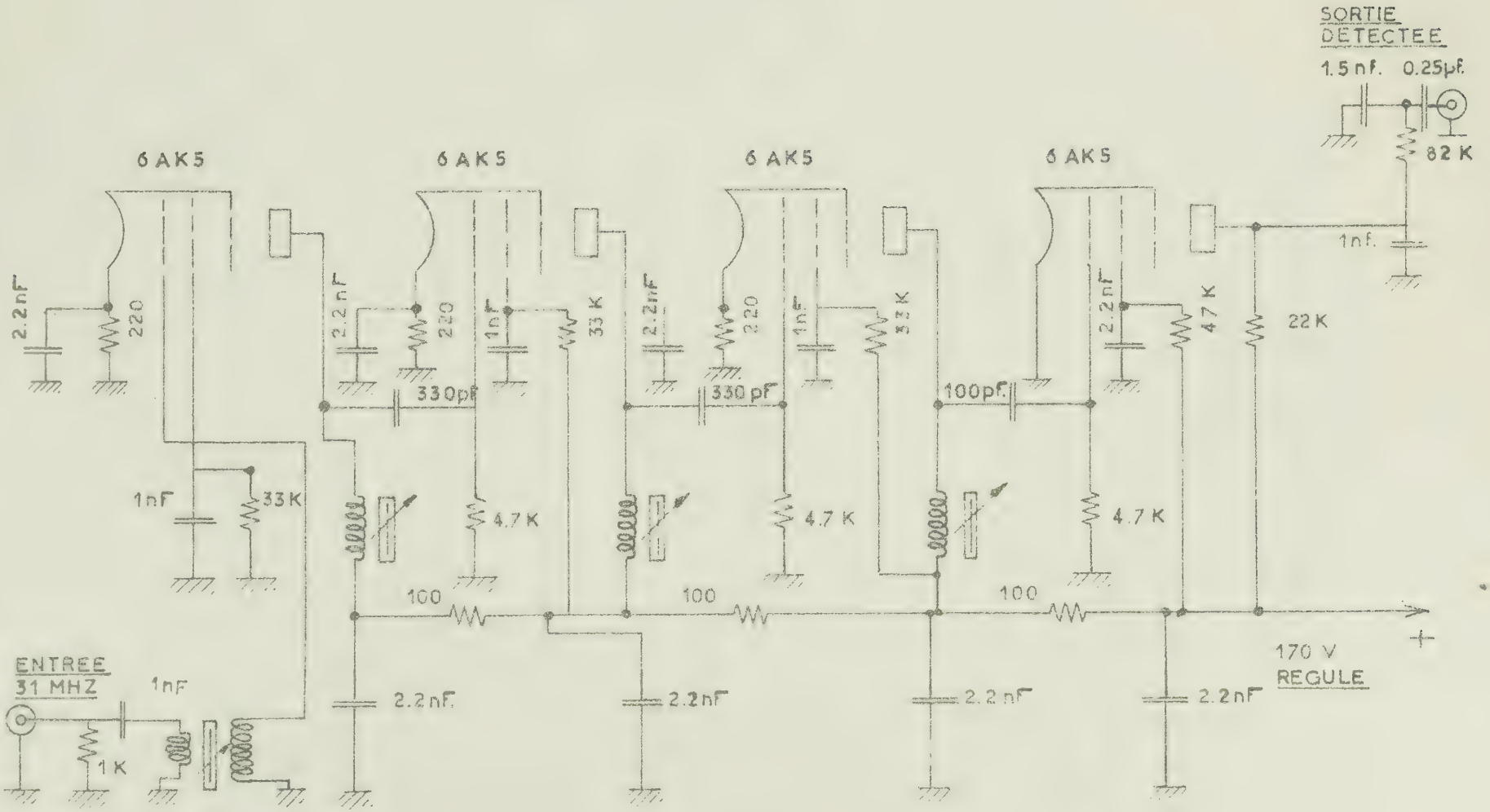
L'alimentation anodique des tubes est régulée par tubes électroniques et étalon de tension 85A2.

Caractéristiques de l'amplificateur-détecteur

Gain en tension	:	10^5
Impédance d'entrée	:	selon cristal détecteur
Impédance de sortie	:	50.000 ohms
Largeur de bande H.F.	:	2 MHz
Largeur de bande B.F.	:	1 KHz.
Fréquence centrale	:	31 MHz

Fig 17 COMPARAISON DE FREQUENCE MASER-MASER

AMPLIFICATEUR 31 MHZ AVEC DETECTION



III^{ème} PARTIE

MISE EN OEUVRE DE L'EFFET ZEEMAN

GENERALITES

Si l'on applique à la cavité résonnante du maser un champ magnétique dont les lignes de force sont perpendiculaires à l'axe de la cavité, on observe un élargissement de la raie moléculaire. Or, on a vu que la fréquence de sortie du maser est :

$$\nu_s = \nu_{12} + \frac{Q_c}{Q_r} (\nu_c - \nu_{12}) \qquad (1)$$

Cette relation montre que la fréquence de sortie est d'autant plus proche de la fréquence de la raie moléculaire, pour un même désaccord $\nu_c - \nu_{12}$ de la cavité, que le rapport $\frac{Q_c}{Q_r}$ est plus petit. L'élargissement de la raie moléculaire dû à l'effet Zeeman se traduira par une diminution de son coefficient de surtension Q_r.

On aura donc augmentation de l'entraînement en fréquence du signal de sortie par le désaccord de la cavité, cette augmentation étant fonction du champ magnétique appliqué à la cavité résonnante.

Si l'on trace les courbes de la fréquence de sortie du maser en fonction du champ magnétique appliqué à la cavité, pour différentes valeurs de la fréquence d'accord de la cavité, on devra donc obtenir en première approximation un réseau ayant l'allure suivante :

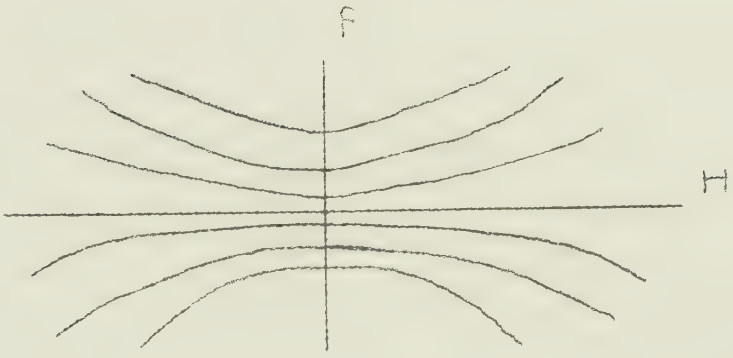
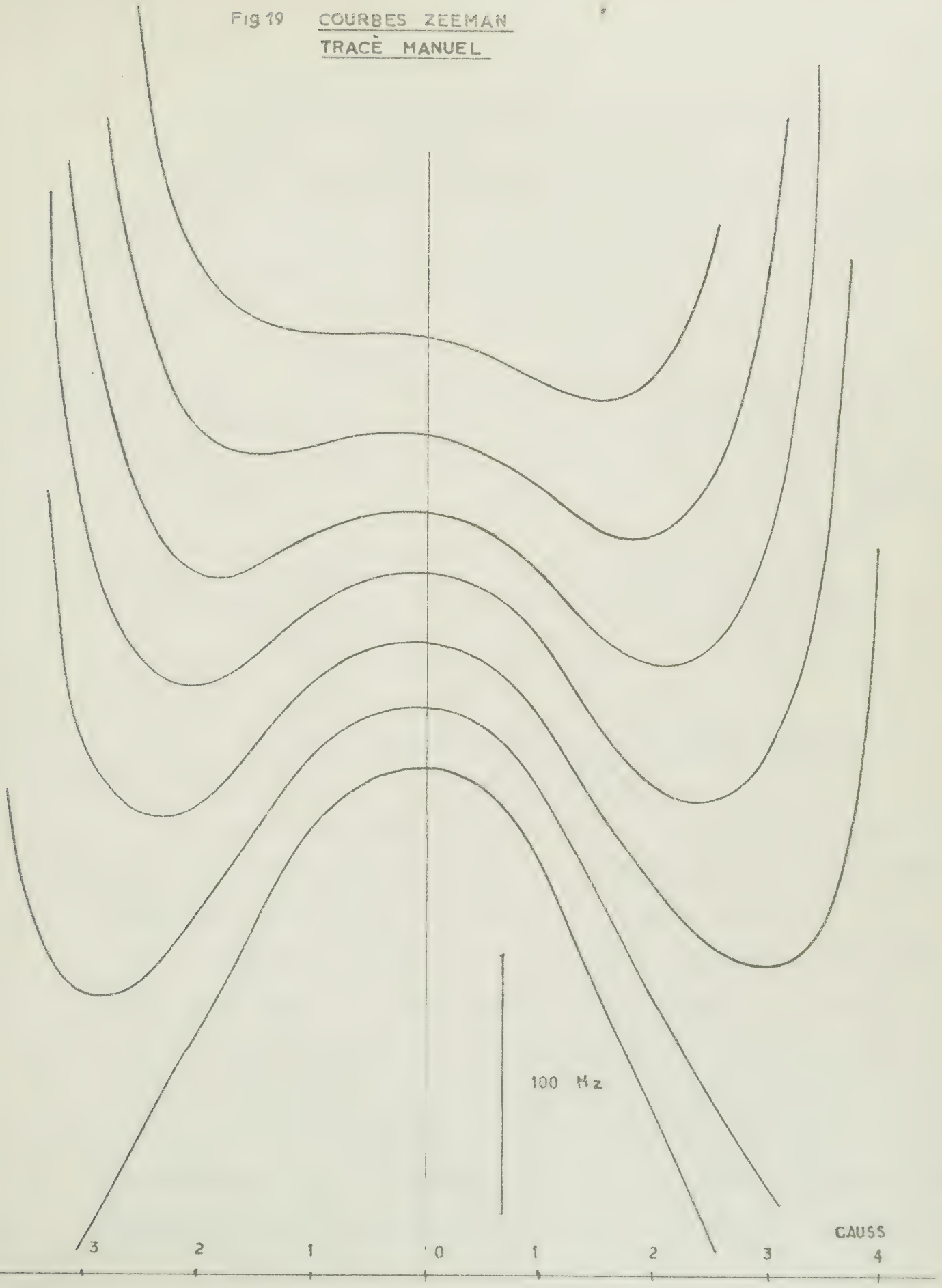


Fig. 18 - Courbes Zeeman théoriques

On voit que seule la courbe ν_o correspondant à une fréquence d'accord de la cavité égale à la fréquence de la raie moléculaire n'implique aucune variation de fréquence de sortie du maser en fonction du champ.

En réalité les courbes obtenues ont une forme différente, d'autres phénomènes, dûs en particulier à la structure complexe de la raie 3-3 de l'ammoniac utilisée, intervenant pour modifier leur allure. Nous ne nous étendrons pas ici sur ces phénomènes qui ont fait l'objet des travaux d'autres chercheurs.(3). Nous donnerons seulement un exemple de réseau de courbes Zeeman obtenu par M. Bardèche en tracé point par point (voir fig.19). Nous rappellerons que chaque courbe correspond à une fréquence d'accord différente de la cavité du maser. Le tracé de ces courbes est très important pour la mise en oeuvre de l'effet Zeeman, puisque c'est lui qui nous a permis de définir les conditions les plus favorables à cette mise en oeuvre.

Fig 19 COURBES ZEEMAN
TRACÈ MANUEL



APPAREIL TRACEUR AUTOMATIQUE DE COURBES ZEEMAN

Le tracé des courbes d'effet Zeeman point par point étant très long, nous avons construit un appareil permettant de tracer ces courbes automatiquement. Le principe de l'appareil est le suivant :

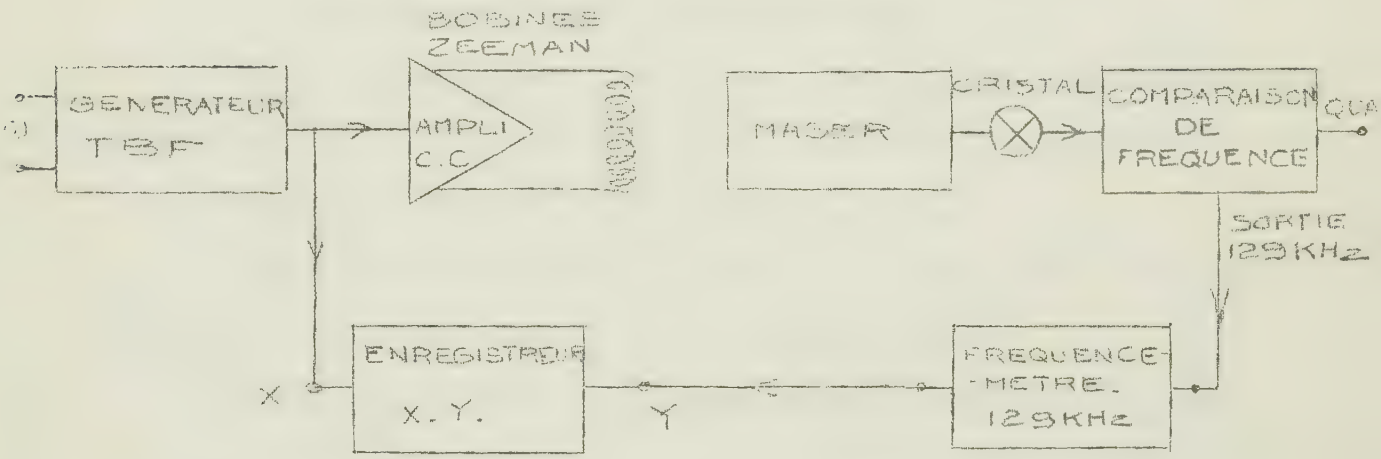


Fig.20 - Traceur automatique de courbes Zeeman
Schéma de principe

On fait passer dans les bobines Zeeman du maser un courant à variation sinusoïdale lente à l'aide d'un générateur à très basse fréquence attaquant un amplificateur à liaison directe. D'autre part, la sortie 129 KHz, de l'armoire de comparaison de fréquence, est envoyée dans un fréquencemètre dont la courbe de réponse est linéaire sur 4 KHz environ. La sortie de ce fréquencemètre est reliée à l'entrée Y d'un enregistreur X.Y. à suiveur de spot. L'entrée X de cet enregistreur est attaquée par le même signal à très basse fréquence que les bobines du maser. On obtient ainsi la courbe fréquence maser-champ pour une valeur déterminée de la fréquence

d'accord de la cavité. Il suffit, après une demi-période du générateur à très basse fréquence, d'afficher une autre valeur de température sur le Thermostat pour tracer une courbe correspondant à une autre fréquence d'accord de la cavité.

-Réalisation :

1°) -Générateur à très basse fréquence

C'est un générateur commercial C.R.C. type G.B. 860 qui peut délivrer une tension de 50 V sous 700 ohms. Sa fréquence de sortie est **réglable** de 10^{-3} à 10^{3} Hz.

L'impédance des bobines étant de 12 ohms, il a donc fallu adapter leur impédance à celle du générateur.

2°) -Amplificateur à liaison directe - (Schéma fig.21)

Pour adapter l'impédance des bobines à celle du générateur, un amplificateur à transistors du type collecteur commun à deux étages a été adopté. Les transistors utilisés sont du type OC23 pour le premier étage et ASZ16 pour le second.

Le montage symétrique à liaison directe permet d'obtenir une réponse correcte aux très basses fréquences utilisées. (moins de 0,1 Hz).

L'amplitude maximum du courant délivré par cet amplificateur est de $\pm$ 0,6 A sur une charge de 12 ohms.

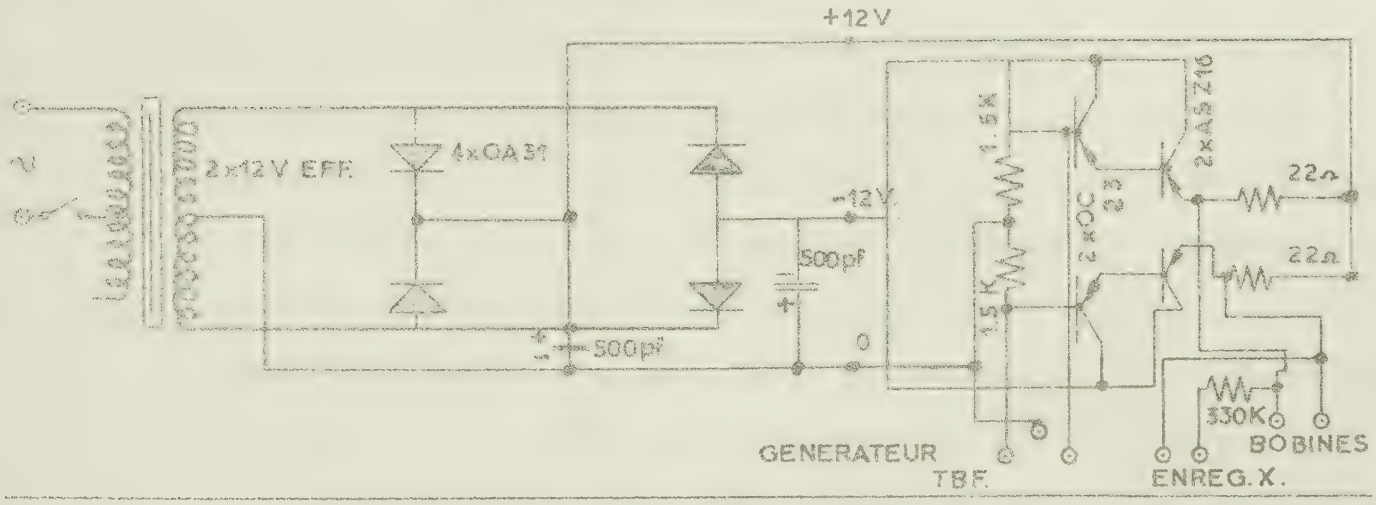
3°) -Fréquencemètre analogique 129 KHz (Schéma fig.21)

Il comprend deux étages écréteurs utilisant des tubes EF184 suivis d'un circuit dérivateur, d'un univibrateur à tube 12 AU7, un étage amplificateur à tube EF184 et un discriminateur Foster-Seely.

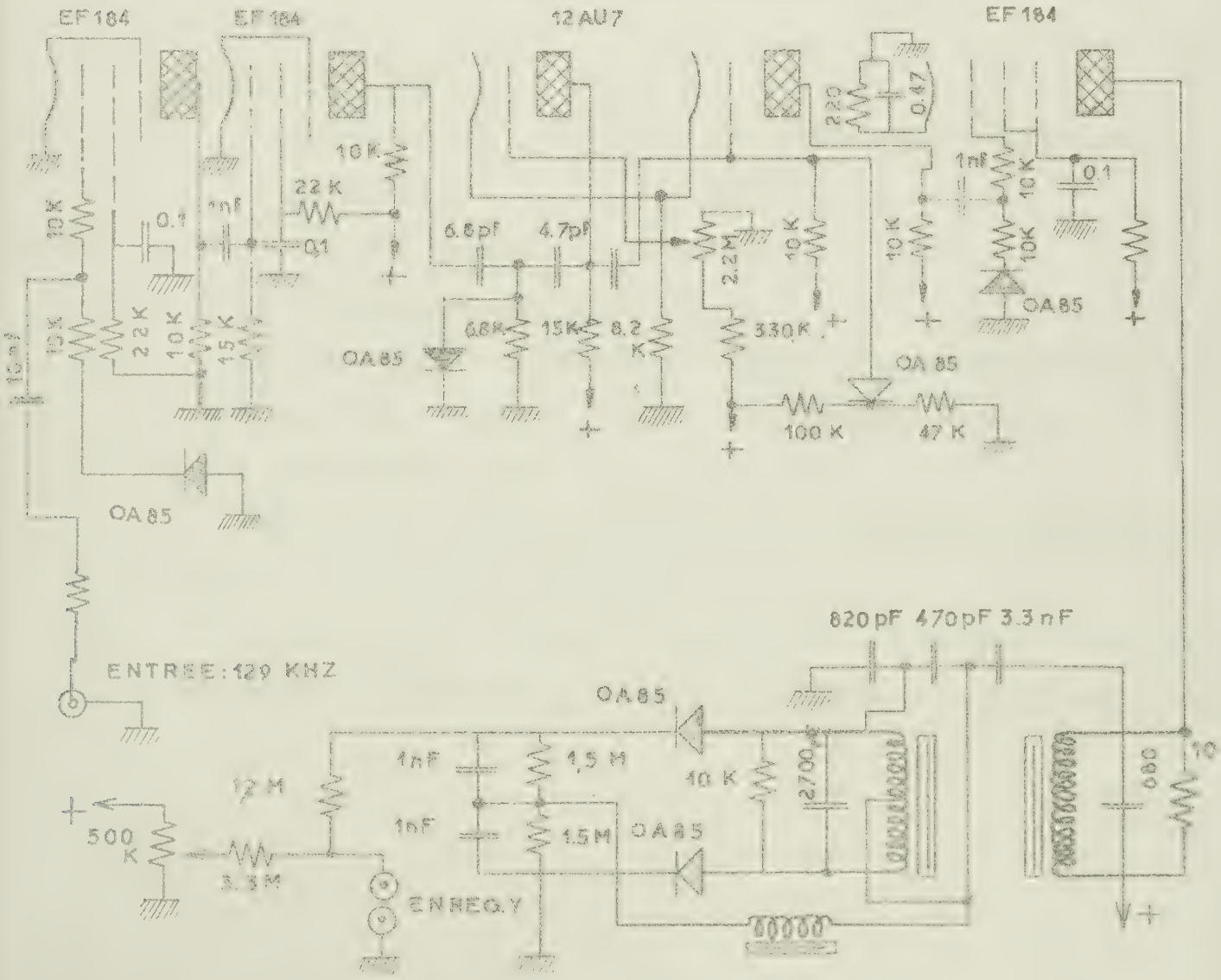
Les deux étages écréteurs transforment le signal en tension

Fig 21 TRACEUR DE COURBES ZEEMAN

AMPLIFICATEUR C.C



FREQUENCEMETRE 129 KHZ



carrée de même fréquence. A la sortie du dérivateur on obtient des impulsions qui déclenchent le basculement de l'univibrateur.

L'univibrateur délivre des tensions rectangulaires de largeur et d'amplitude constantes, et dont la fréquence de récurrence est égale à la fréquence du signal d'entrée. Après amplification et passage dans un circuit oscillant, on obtient un signal indépendant de l'amplitude du signal d'entrée, mais de même fréquence.

Ce signal passe alors dans le discriminateur. La tension de sortie obtenue dépend ainsi uniquement de la fréquence du battement maser-quartz.

Caractéristiques :

-Plage linéaire : 4 KHz (voir courbe figure 22)

-Sensibilité : 10 mV/Hz

-Fréquence centrale : 129 KHz.

4°) -Enregistreur X.Y.

C'est un appareil SEFRAM type Luxytrace comportant deux galvanomètres avec suiveurs de spot. Sa sensibilité maximum est de 2 μ A pour chaque voie.

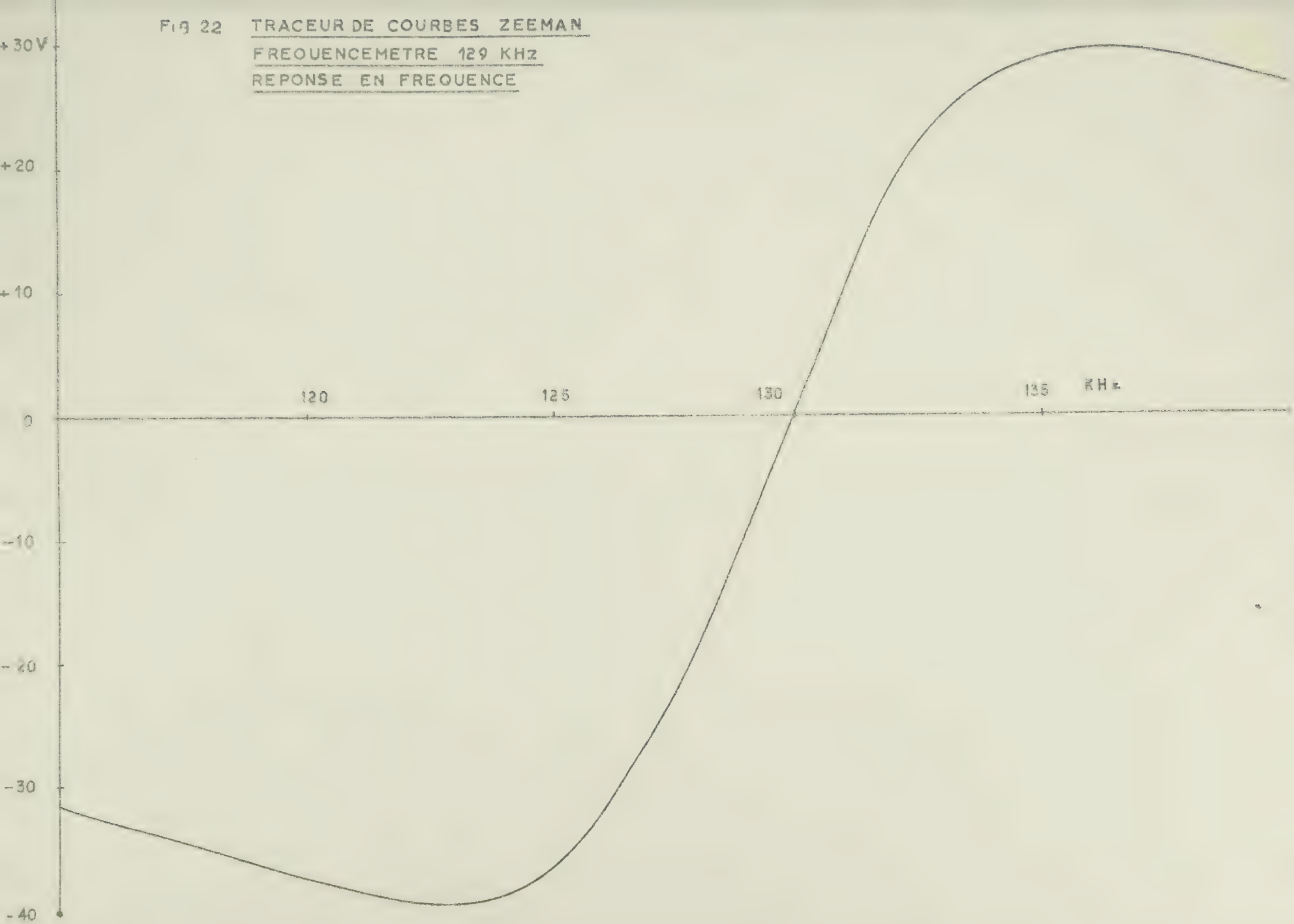
On trouvera figure 23 un exemple de réseau de courbes Zeeman tracé à l'aide de cet appareil.

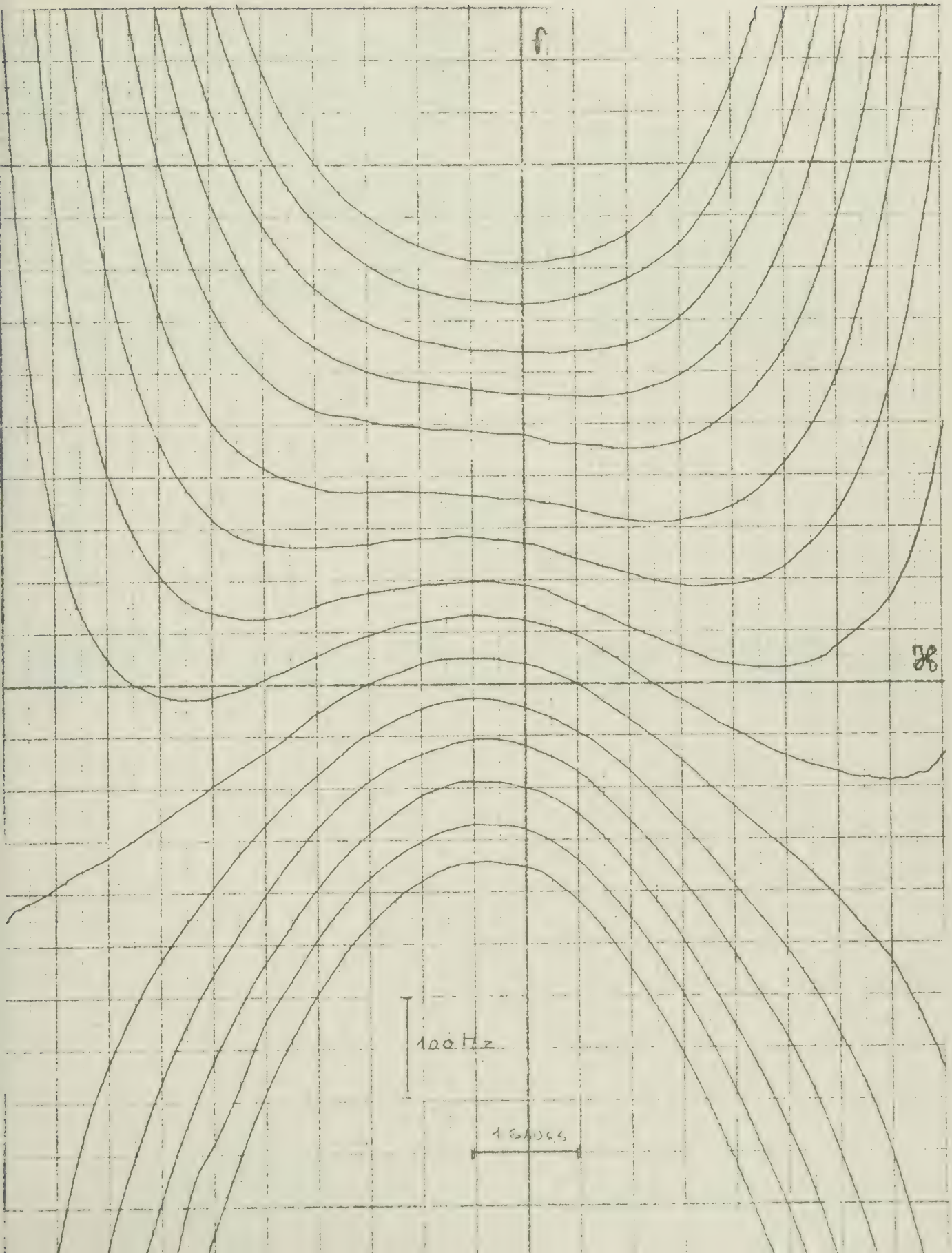
D'autre part, la photo 4 montre l'aspect du châssis contenant l'amplificateur à liaison directe et le fréquencemètre analogique.

Fig 22 TRACEUR DE COURBES ZEEMAN

FREQUENCEMETRE 129 KHz

REPONSE EN FREQUENCE




f
H
100 Hz
1 Gauss

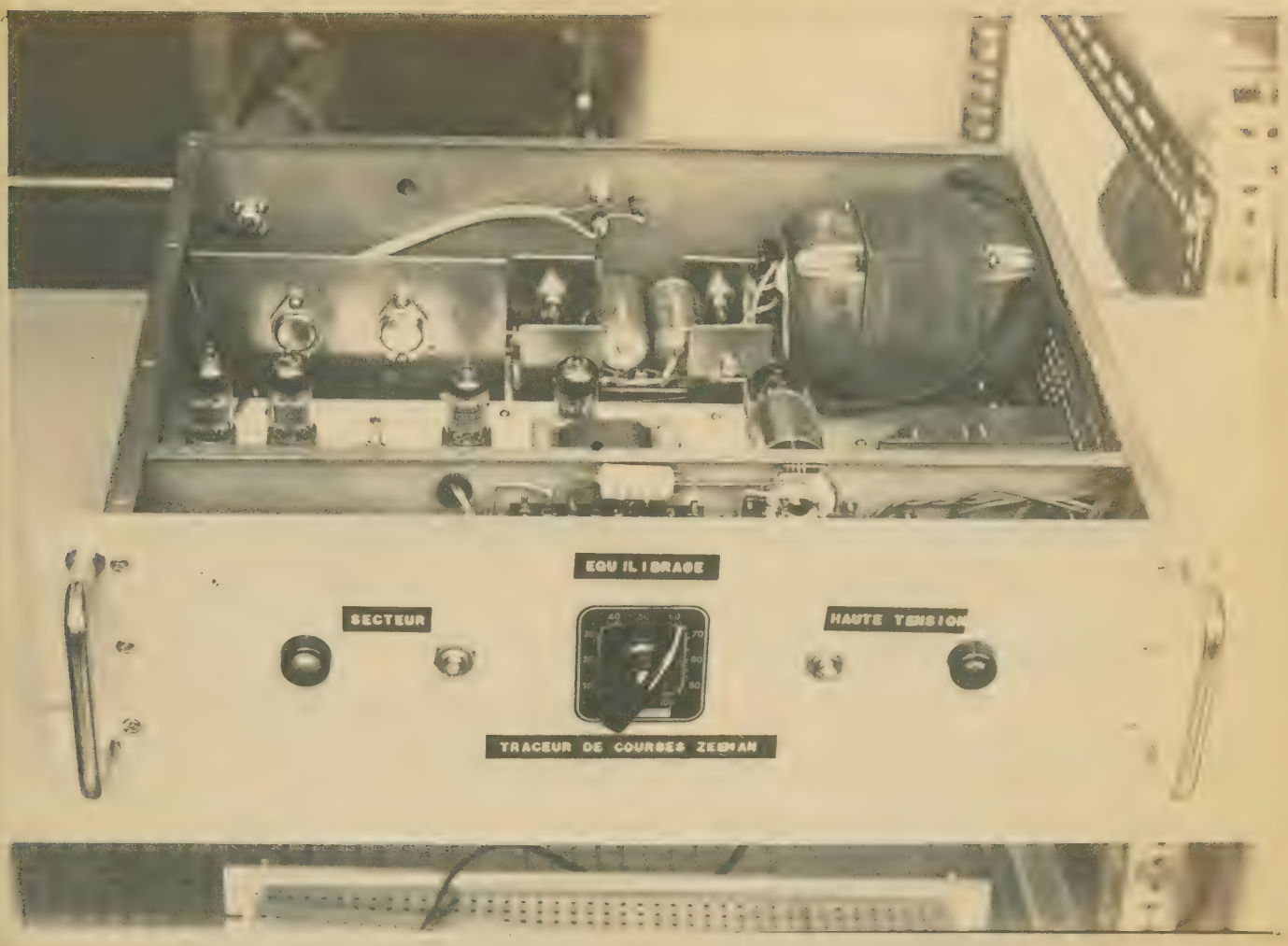


PHOTO 4

TRACEUR AUTOMATIQUE DE
COURBES ZEEMAN

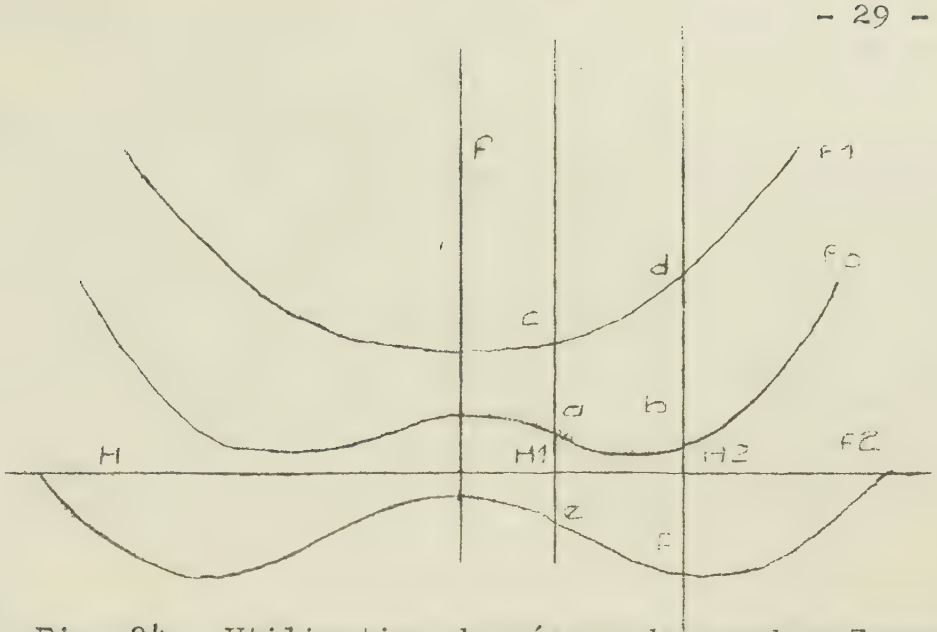


Fig. 24 - Utilisation du réseau de courbes Zeeman

UTILISATION DE L'EFFET ZEEMAN

COMME CRITERE D'ACCORD DE LA CAVITE

a) -Mise en oeuvre manuelle :

On peut utiliser ces courbes pour obtenir un critère de l'accord de la cavité. Appliquons successivement deux valeurs du champ magnétique à la cavité, valeurs notées H_1 et H_2 sur le graphique. Si la fréquence d'accord de la cavité est f_o les deux valeurs de fréquence du maser obtenues a et b sont égales. On n'observe donc pas de variation de fréquence du maser lorsque le champ passe de H_1 à H_2. Si la fréquence de la cavité est f_1, les deux valeurs obtenues c et d sont différentes et la fréquence du maser obtenue pour H_2 est supérieure à celle qu'on observe avec H_1. Enfin si la fréquence cavité est f_2, la fréquence maser observée pour H_2 est inférieure à celle donnée par H_1. On a ainsi un moyen de ramener la fréquence de la cavité à la valeur f_o. On peut procéder manuellement, en agissant sur la température de la cavité jusqu'à ce que le passage d'une valeur à l'autre du champ ne modifie plus la fréquence de sortie du maser. Cette façon de procéder est relativement longue et délicate.

b) -Mise en oeuvre automatique :

I) Principe : On fait passer périodiquement le champ magnétique de la valeur H_1 à la valeur H_2 et on détecte les variations correspondantes de fréquence du maser. Ces variations sont transformées en une tension continue qui agit sur un moteur d'asservissement accouplé à une vis micrométrique. Cette vis entraîne un piston d'accord, agissant ainsi sur la fréquence de la cavité.

Remarque :

Choix de la fréquence de modulation du champ magnétique

Pour mettre en évidence les variations de fréquence du maser correspondant aux variations périodiques du champ, on utilise un fréquencemètre analogique.

Ce type de fréquencemètre ne peut être pratiquement réalisé pour un signal de fréquence aussi élevée que 23870 MHz (hyperfréquence). Par contre, il est facile à réaliser en radiofréquence.

Le signal dont on mesurera les variations de fréquence sera donc, soit le signal à 129 kHz issu du comparateur de fréquence maser-quartz, soit le signal basse fréquence provenant du battement de deux masers (voir fig. 25 et 26). Il est intéressant de réaliser un dispositif d'asservissement utilisable dans les deux cas. Aussi, nous avons été amené à utiliser une très basse fréquence de modulation du champ pour pouvoir moduler correctement la fréquence de battement de deux masers, fréquence elle-même assez basse. Les fréquences des deux masers ne doivent, en effet, différer que de quelques centaines de Hz, car leur signal décroît rapidement lorsqu'on s'éloigne de la fréquence de la raie moléculaire.

Fig 25 SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ASSERVISSEMENT ZEEMAN _ 1er CAS

BATTEMENT MASER-QUARTZ

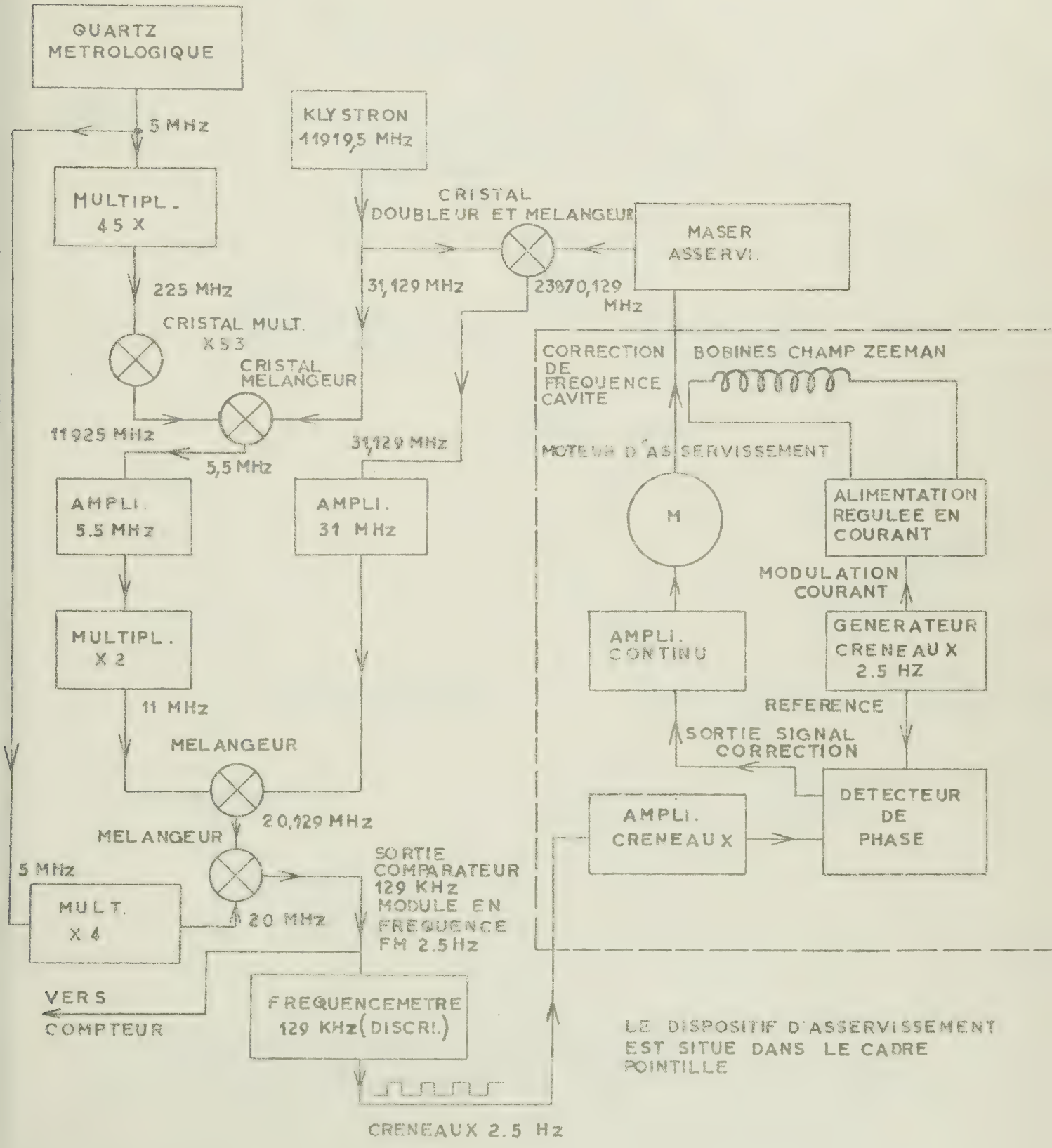
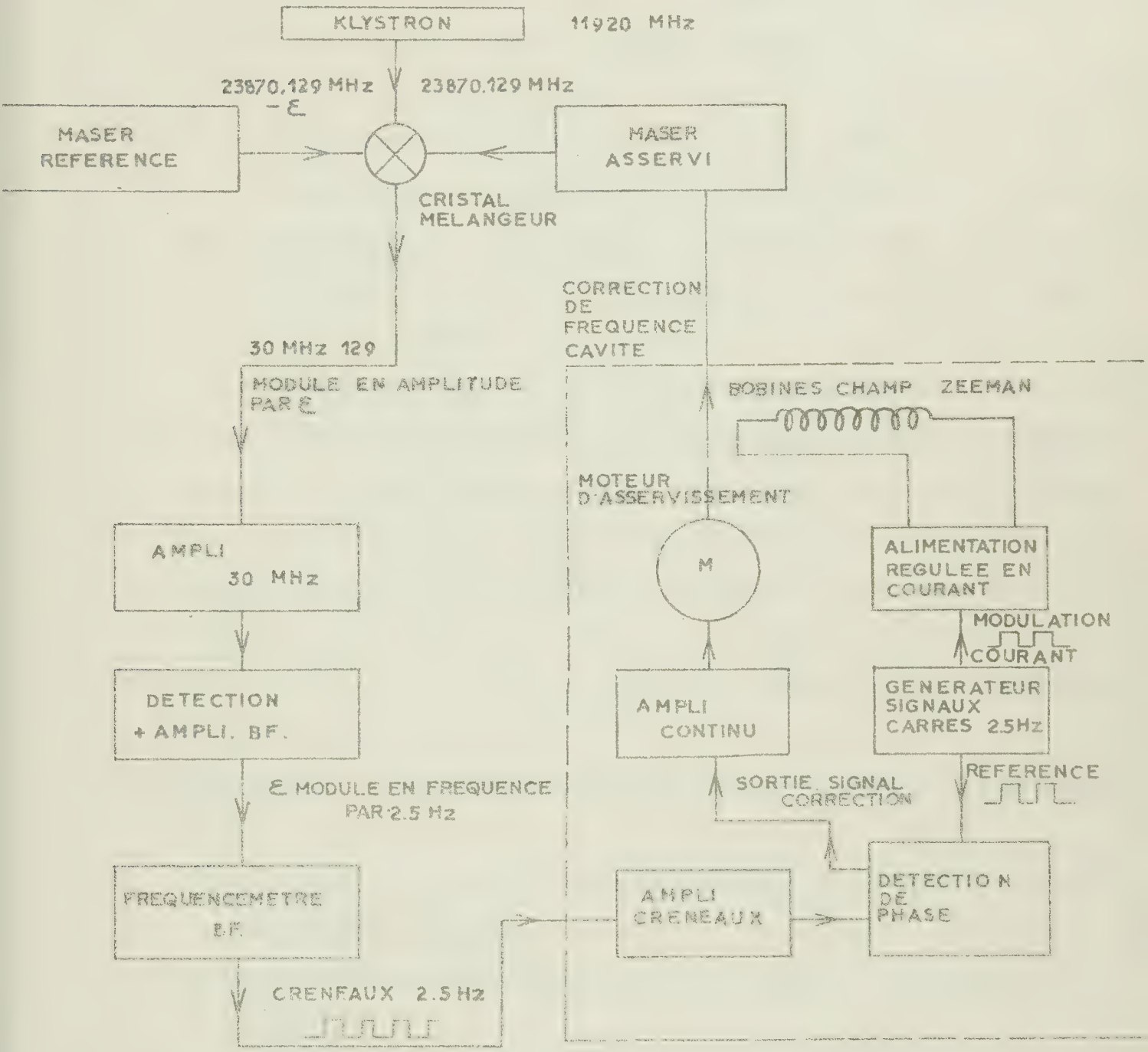


Fig 26 SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ASSERVISSEMENT ZEEMAN – 2ème CAS

BATTEMENT DE 2 MASERS



ε = FREQUENCE DE BATTEMENT MASER = 200 A 300 Hz

LE DISPOSITIF D'ASSERVISSEMENT EST SITUE DANS LE CADRE POINTILLE

D'autre part, si la fréquence de modulation décroît, la vitesse de réponse du système d'asservissement diminue.

C'est ainsi que nous avons été amenés à choisir une fréquence de modulation de 2,5 Hz qui constitue un bon compromis.

Les variations de fréquence à 2,5 Hz sont mesurées à l'aide d'un fréquencemètre à 129 kHz ou à quelques centaines de Hz selon que l'on utilise un quartz métrologique ou un second maser comme oscillateur de référence.

On remarquera que les variations à long terme de la fréquence de cet oscillateur de référence n'interviennent pas dans l'asservissement, puisque seules sont utilisées pour constituer le signal d'erreur les variations à 2,5 Hz de la fréquence de battement. Or, l'amplitude de cette modulation de fréquence à 2,5 Hz ne dépend, comme on l'a vu, que de la fréquence d'accord de la cavité du maser asservi et des valeurs maxima et minima du champ magnétique appliqué à celle-ci.

II) Réalisation : L'asservissement de la cavité au critère Zeeman comprend :

1°) -Une paire de bobines placées de part et d'autre de la cavité résonnante du maser.

2°) -Une alimentation régulée à courant constant alimentant les bobines.

3°) -Un dispositif de modulation du courant pour obtenir les deux valeurs du champ H_1 et H_2.

4°) -Un fréquencemètre analogique basse fréquence ou haute fréquence.

5°) -Un amplificateur à très basse fréquence (0,1 à 20 Hz)

6°) -Un détecteur de phase.

7°) -Un amplicateur continu.

8°) -Un moteur d'asservissement.

9°) -Un dispositif de correction d'accord de la cavité.

10°) -Un dispositif d'indication de butée.

1°) -Bobines :

Pour la commodité de manipulation elles sont extérieures au maser. (On peut les voir, à gauche, sur la photo n° 5).

Elles comportent 400 spires de fil émaillé 8/10 sur un diamètre de 360 mm. Elles sont placées en position de Helmoltz. Leur description complète sera donnée par M. Bardèche.

2°) -Alimentation à courant constant :

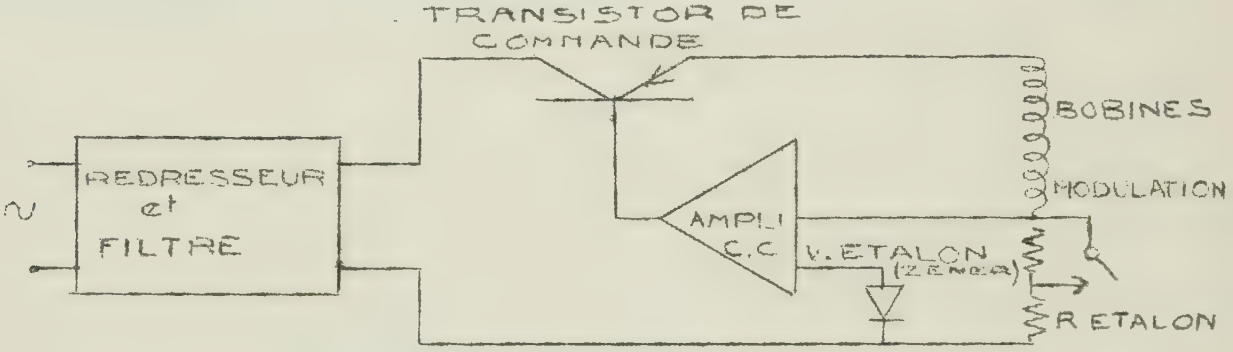


Fig.27 - Alimentation à courant constant : Principe

Elle se compose d'une alimentation secteur par transformateur, redresseur et filtre, d'un transistor de commande type ASZ16, d'une résistance étalon et d'un amplificateur à courant continu à 3 étages, 1 transistor BCY 11 et 2-OC77. Le courant qui passe dans les

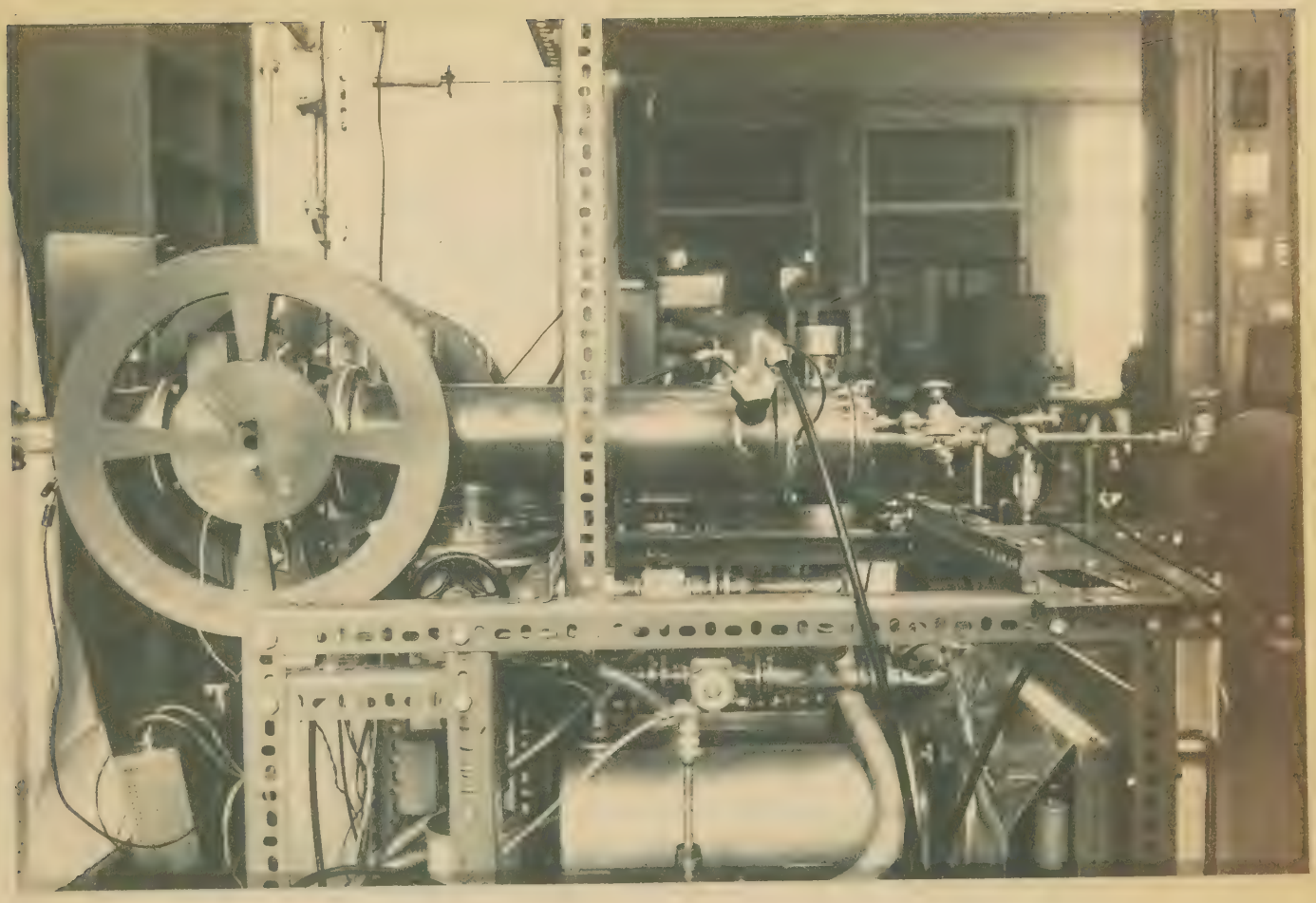


PHOTO 5

VUE LATERALE D'UN MASER MONTRANT
LES BOBINES ZEEMAN

bobines produit une certaine différence de potentiel aux bornes de la résistance étalon. Cette différence de potentiel est comparée à la tension de référence fournie par un étalon de tension (diode Zener type OAZ203). La différence, après amplification, est appliquée à un transistor de commande monté en série avec les bobines. Pour obtenir les deux valeurs de champ nécessaires, on peut court-circuiter une fraction de la résistance étalon périodiquement.

-Caractéristiques :

-Courant pour champ H_1 : 260 mA

-Courant pour champ H_2 : 420 mA

-Stabilité dans le temps : 10^{-3}

-Résistance de la charge : 10 à 20 ohms.

Voir schéma fig.27

3°) -Dispositif de modulation du courant

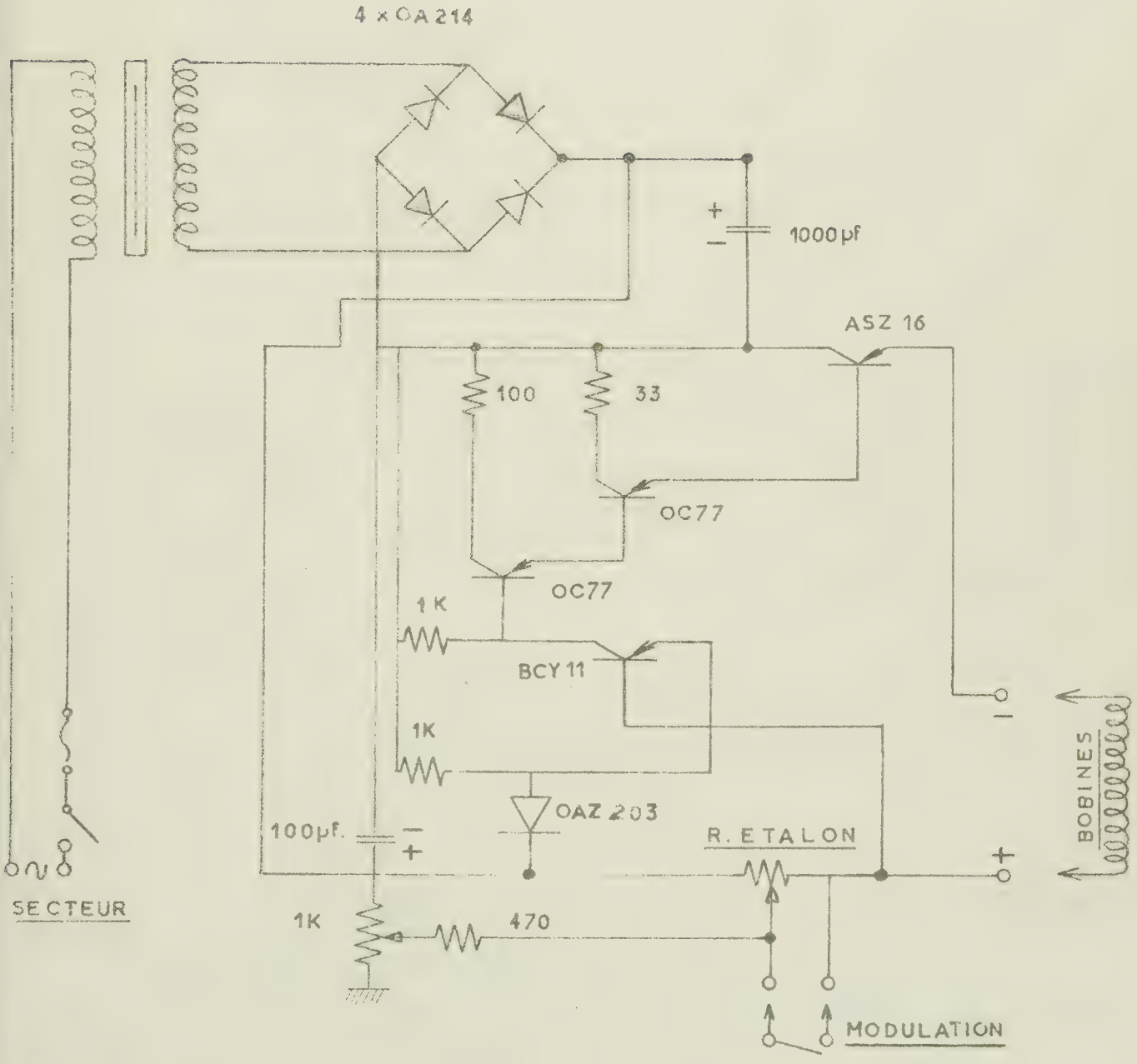
On a vu que la modulation est obtenue par court-circuitage périodique d'une fraction de la résistance étalon qui détermine l'intensité du courant dans les bobines. La fréquence de modulation choisie étant de 2,5 Hz, donc très basse, ce court-circuitage peut être obtenu par un moyen mécanique. On a utilisé un relais électromagnétique commandé par un multivibrateur à transistors. Relais : M.T.I. type ARS 2 inverseurs - Résistance : 1000 ohms Alimentation : 20 V. Le multivibrateur de commande comporte 2 transistors OC77, alimentés sous 24 V.

4°) -Fréquencemètres

4_a) -Fréquencemètre H.F. 129 KHz :

On l'utilise dans le cas du battement maser-harmonique du

Fig 27 : DISPOSITIF D' ASSERVISSEMENT
ALIMENTATION REGULEE EN COURANT



quartz. Il se compose de trois étages amplificateurs limiteurs à transistors type OC44 suivis d'un discriminateur du type Foster-Seely. Le schéma de cet appareil est donné fig.28 et sa courbe de réponse figure 29.

-Caractéristiques :

-Tension d'entrée min. : 0,5 V eff.

-Sensibilité moyenne : 8 mV/Hz

-Impédance de sortie : 50.000 ohms.

4_b) -Fréquencemètre B.F. (10-400 Hz)

Il est utilisé pour l'asservissement dans le cas du battement de deux masers.

Il se compose d'un étage amplificateur B.F. à tube triode 12AX7 suivi d'un tube 12 AU7 double triode fonctionnant en trigger de Schmitt, enfin, un réseau dérivateur, un redresseur (diode OA85) et un filtre passe-bas permettent d'obtenir une tension, qui varie linéairement avec la fréquence dans une plage convenable.

-Caractéristiques :

-Impédance d'entrée : 100.000 ohms

-Signal minimum nécessaire : 30 mV eff.

-Plage linéaire : 10 à 400 Hz.

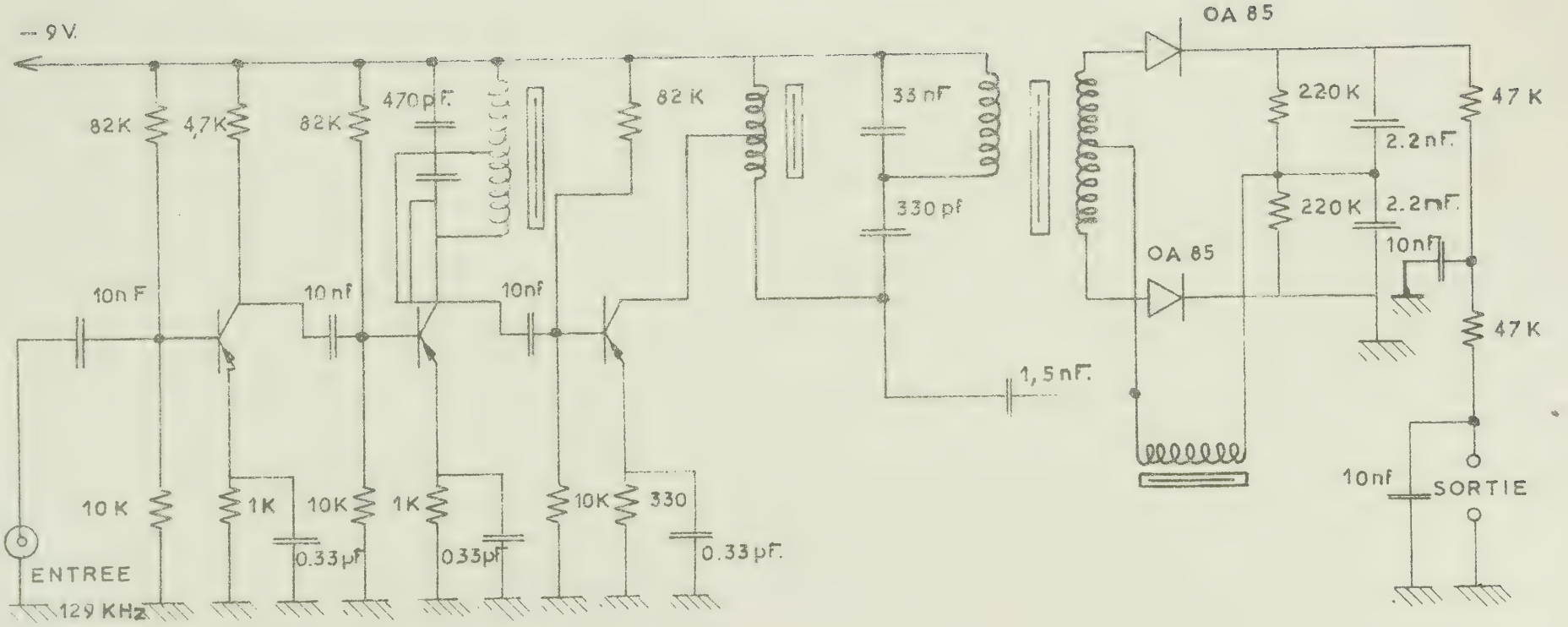
-Impédance de sortie : 50.000 ohms

-Sensibilité : 6 mV/Hz à vide (voir courbe de réponse fig.31)

5°) -Amplificateur T.B.F.

Son rôle est d'amplifier le signal carré à 2,5 Hz présent à la sortie du fréquencemètre.

Fig 28 ASSERVISSEMENT MASER – QUARTZ.
FREQUENCEMETRE MF 129 KHz.



TRANSISTORS OC 44

Fig 29 FREQUENCEMETRE 129 KHz TRANSISTORISE

REPONSE EN FREQUENCE

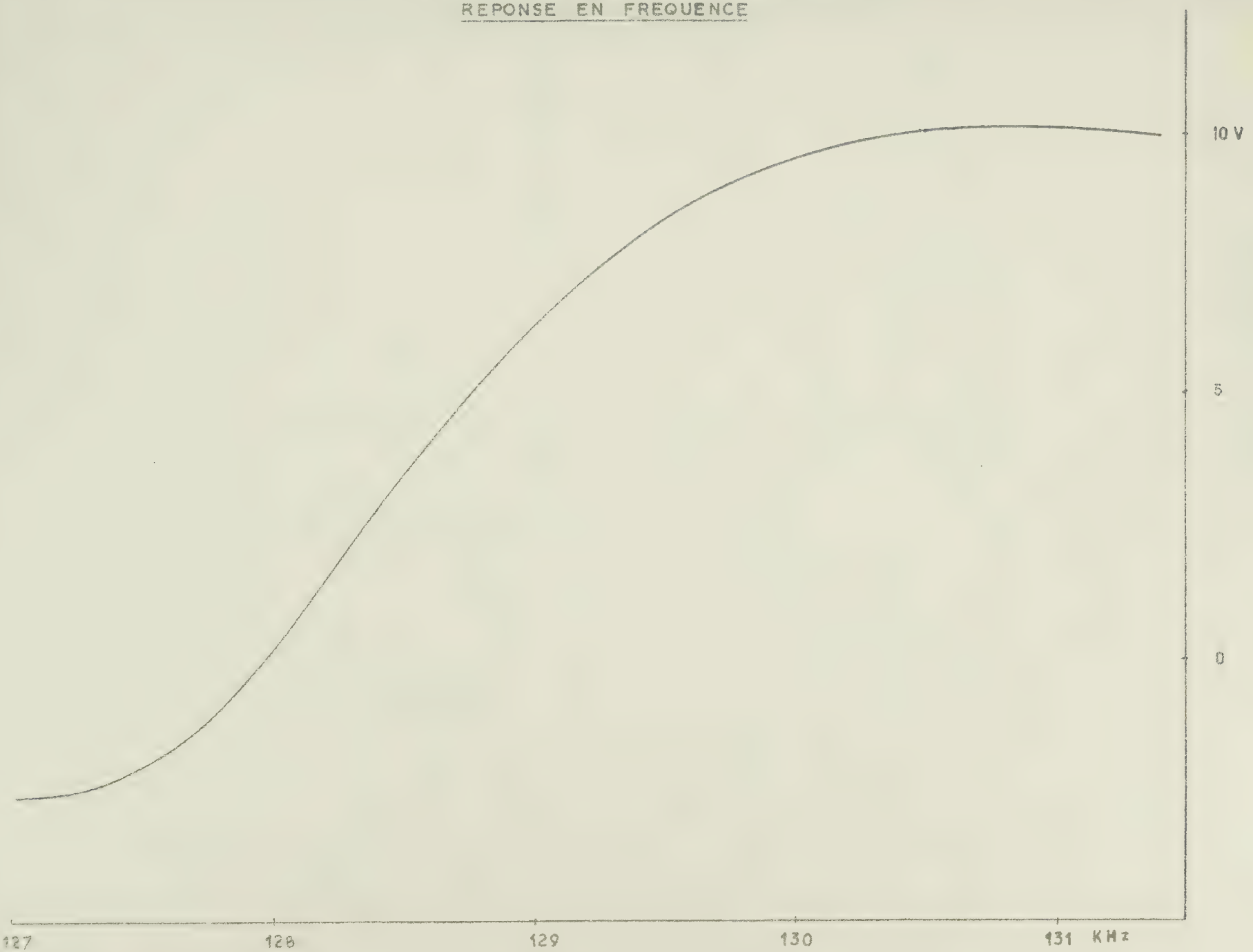


Fig 30 ASSERVISSEMENT [illegible]

FREQUENCEMETRE BF

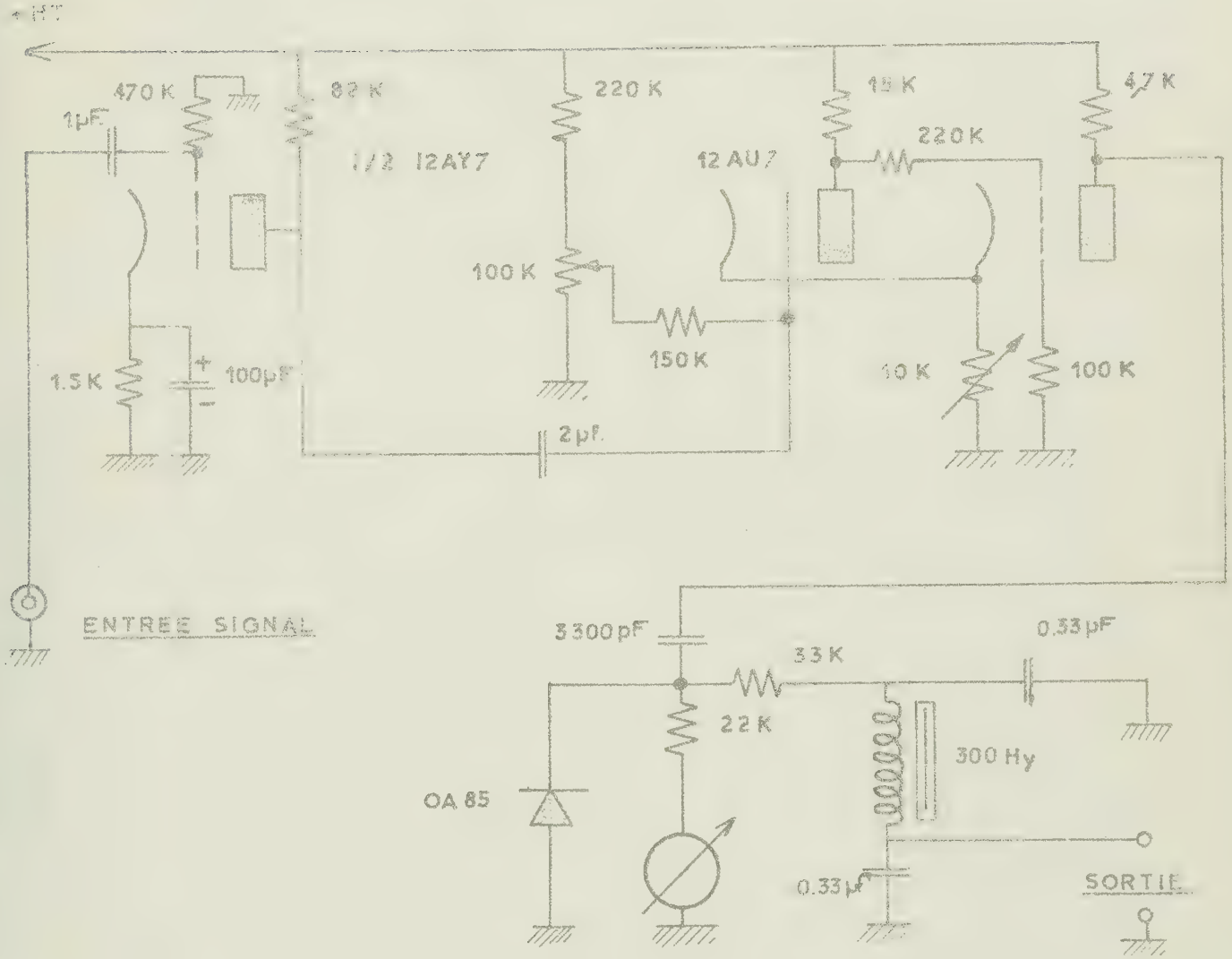


FIG 31. FREQUENCEMETRE 10_400 Hz

REPONSE EN FREQUENCE_

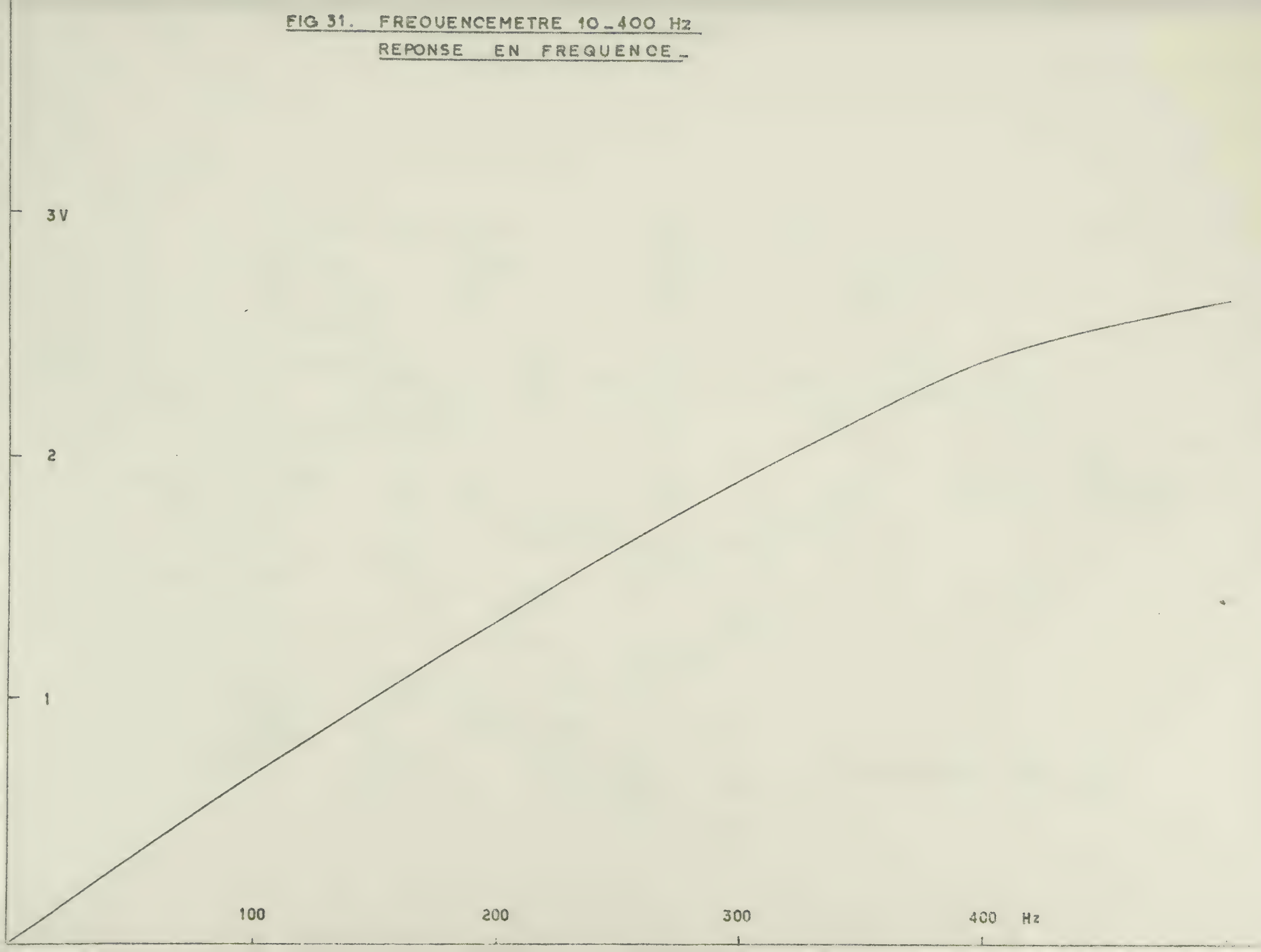
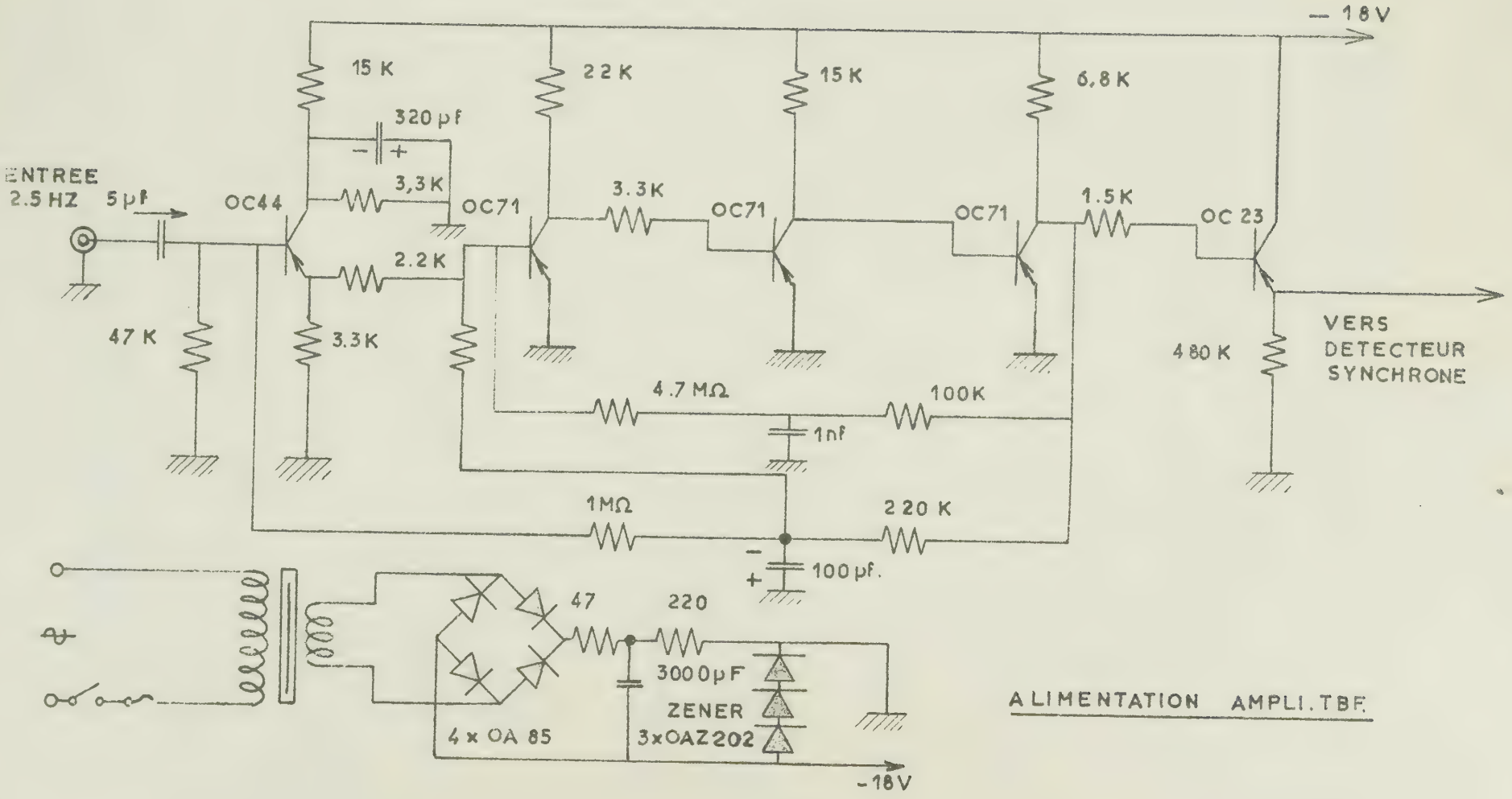


Fig 32 DISPOSITIF D'ASSERVISSEMENT
1 AMPLIFICATEUR T.B.F.



ALIMENTATION AMPLI. TBF.

Il comprend :

- 1 étage d'entrée adaptateur d'impédance, utilisant un transistor OC44.
- 3 étages à liaison directe à transistors OC71.
- 1 étage de sortie adaptateur d'impédance (transistor utilisé OC23).

-Caractéristiques :

-Impédance d'entrée : 50.000 ohms

-Gain de puissance : 60 db

-Impédance de sortie : 500 ohms

-Bande passante : 0,2 à 20 Hz.

6°) -Détection synchrone.

Elle a pour but de fournir une tension continue d'amplitude proportionnelle à celle du signal carré fournie par le fréquencemètre et dont la polarité dépend du sens du désaccord de la cavité par rapport à f_o.

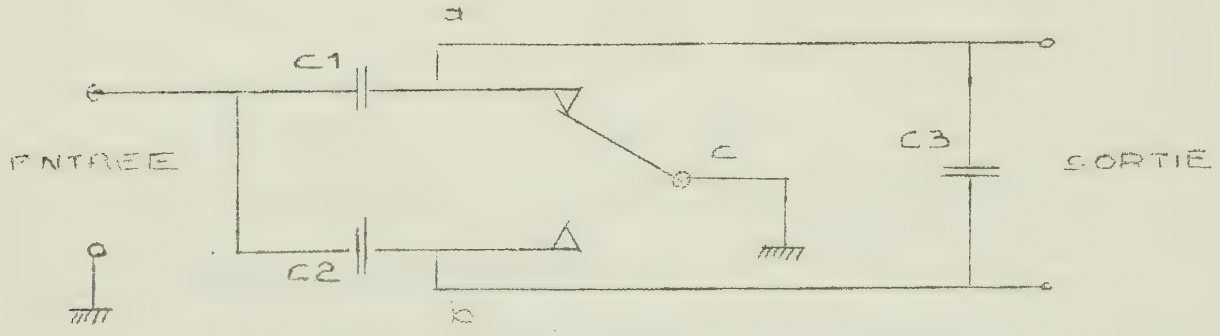


Fig.33 - Détecteur synchrone

Le principe du détecteur synchrone utilisé est le suivant : Le signal d'erreur amplifié (signal carré de fréquence 2,5 Hz) est envoyé sur deux condensateurs de liaison C_1 et C_2. Les sorties a et b de ces condensateurs sont court-circuitées alternativement par le contact C fonctionnant en synchronisme avec le signal. Selon la relation de phase entre la période du signal et celle de l'oscillation du contact, la polarité du point a sera en moyenne positive ou négative par rapport à celle du point b. Le condensateur C_3 joue le rôle d'intégrateur et filtre les irrégularités de la tension de sortie.

7°) -Amplificateur continu.

Il permet d'amener la tension continue obtenue à la sortie du détecteur de phase au niveau nécessaire pour actionner le moteur d'asservissement. Il se compose de deux étages à transistors alimentés sous 24 V.

Transistors utilisés (1° étage : OC77) (2° étage : ASZ16

-Caractéristiques :

-Gain de puissance : 20 db

-Tension de sortie : ± 10 V

-Impédance de charge : 700 ohms

Schéma électronique : figure 34 - Vue du châssis Photo 6

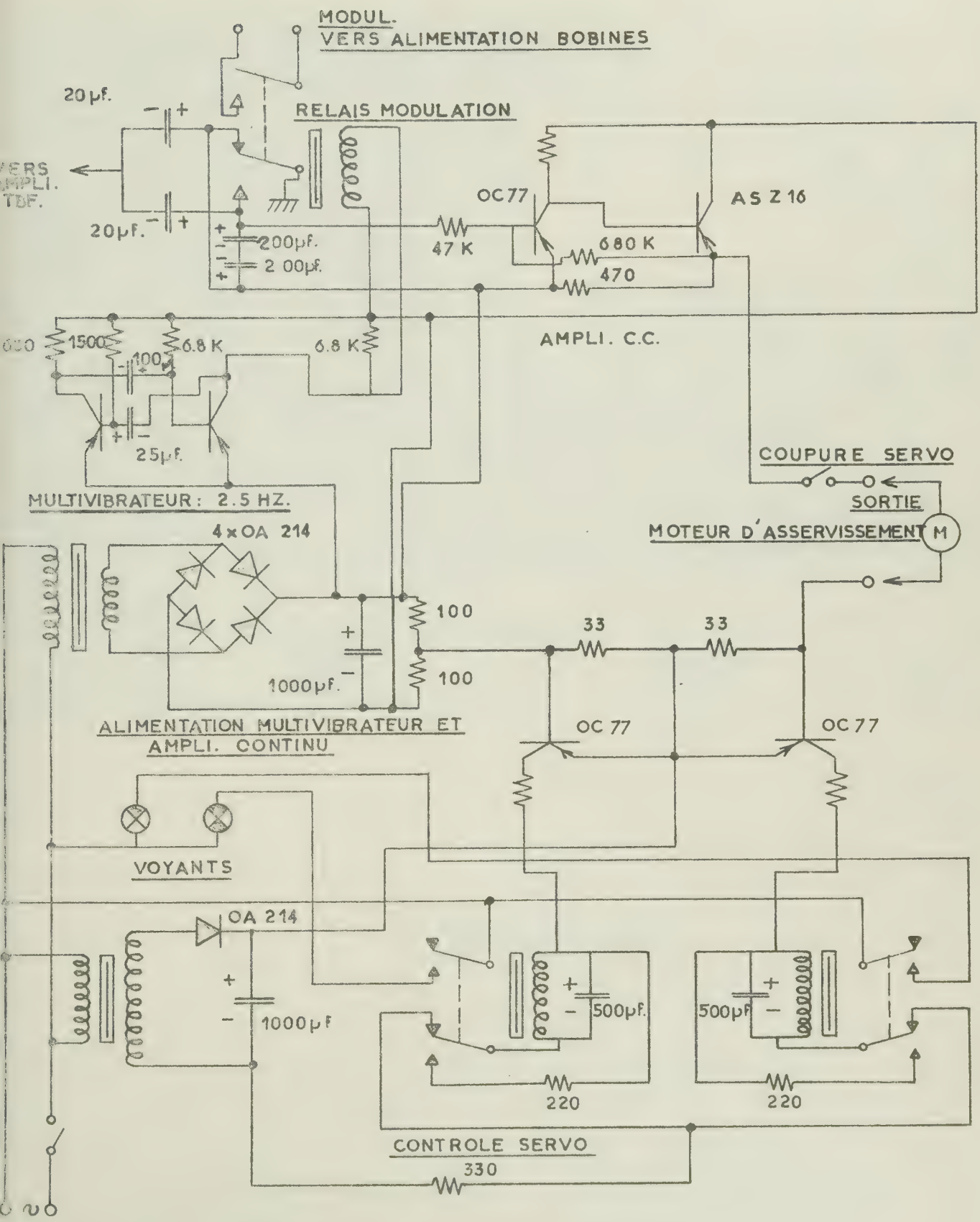
8°) -Moteur d'asservissement :

C'est un moteur Brion-Leroux, type Birotax avec réducteur de vitesse de rapport 1/18.

9°) -Dispositif d'accord de la cavité.

Il est situé à l'extérieur du maser. Cette disposition permet

Fig 34 DISPOSITIF D'ASSERVISSEMENT
II DETECTEUR SYNCHRONE ET AMPLI. CONTINU



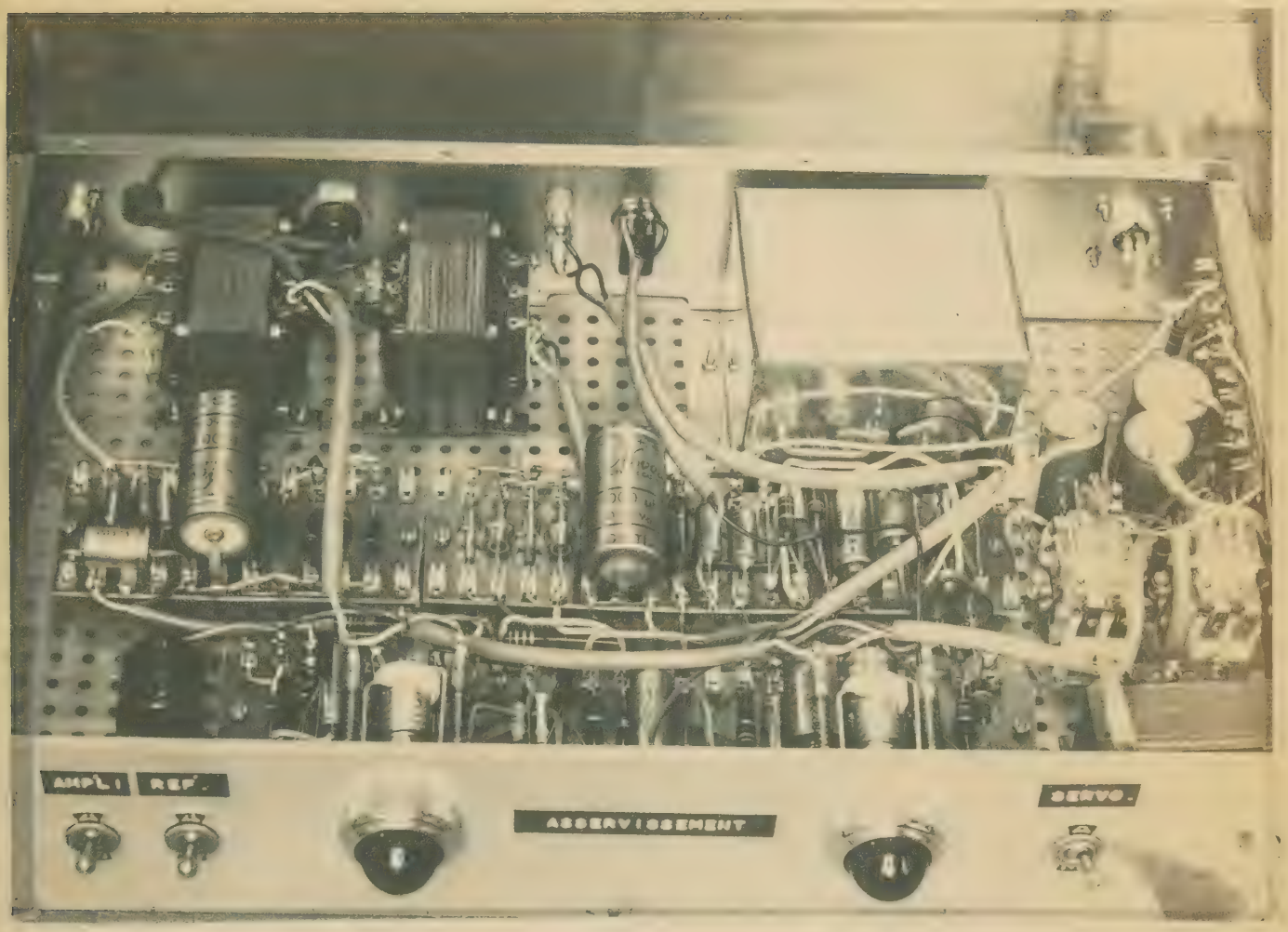


PHOTO 6

ASSERVISSEMENT ZEEMAN
CHASSIS ELECTRONIQUE

d'éviter les passages à vide qui pourraient être une cause de fuites.

Le système comprend une vis micrométrique de pas 0,5 mm entraînant une tige en matière isolante qui pénétre suivant l'axe de la grande face du guide. (voir figure 35 page suivante).

La variation de fréquence de sortie obtenue est de 100 Hz environ pour la course totale de la tige, avec une tige de 1,5mm de diamètre. On pourrait augmenter cette plage d'action en augmentant le diamètre de la tige, mais cela n'est pas nécessaire, le thermostat permettant d'ajuster la fréquence du maser à mieux que 100 Hz.

La photo n° 7 montre, à gauche, les dispositifs d'accord des cavités, et, à droite, les moteurs d'asservissement.

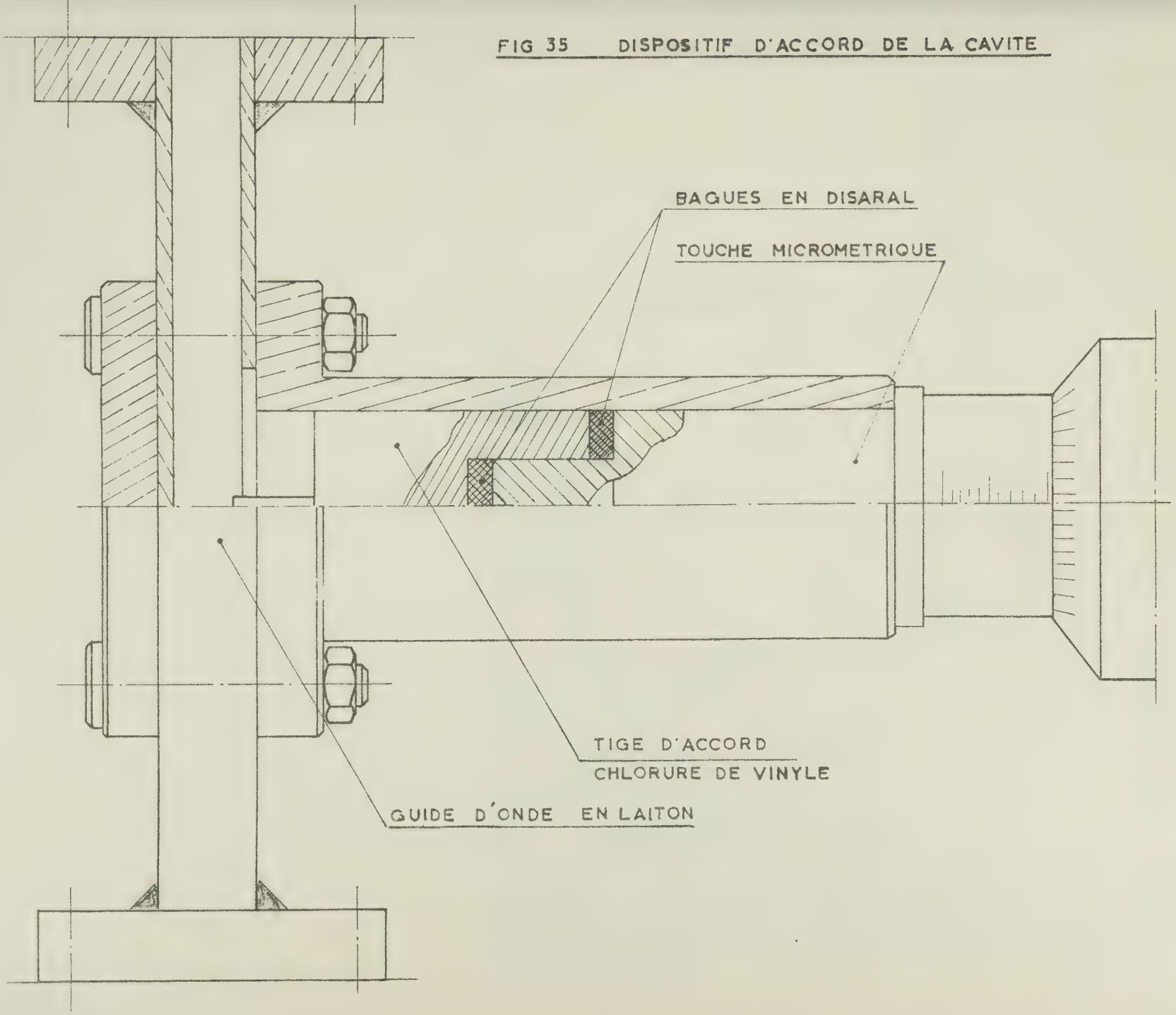
10°) -Dispositif d'indication de butée.

Si l'on affiche sur le thermostat de la cavité une valeur incorrecte de la température, la vis micrométrique peut venir en butée sans que la fréquence d'accord f_o soit obtenue. Un dispositif a été prévu pour signaler cette anomalie. Le châssis qui contient la partie électronique de l'asservissement comporte sur sa face avant deux voyants-clignotants qui entrent en fonction chacun pour une extrémité de la course de la vis micrométrique.

-Contrôle statique du fonctionnement de l'asservissement.

Pour vérifier le fonctionnement de la partie électronique de l'asservissement, nous avons utilisé le montage dont le schéma est donné figure 36.

FIG 35 DISPOSITIF D'ACCORD DE LA CAVITE



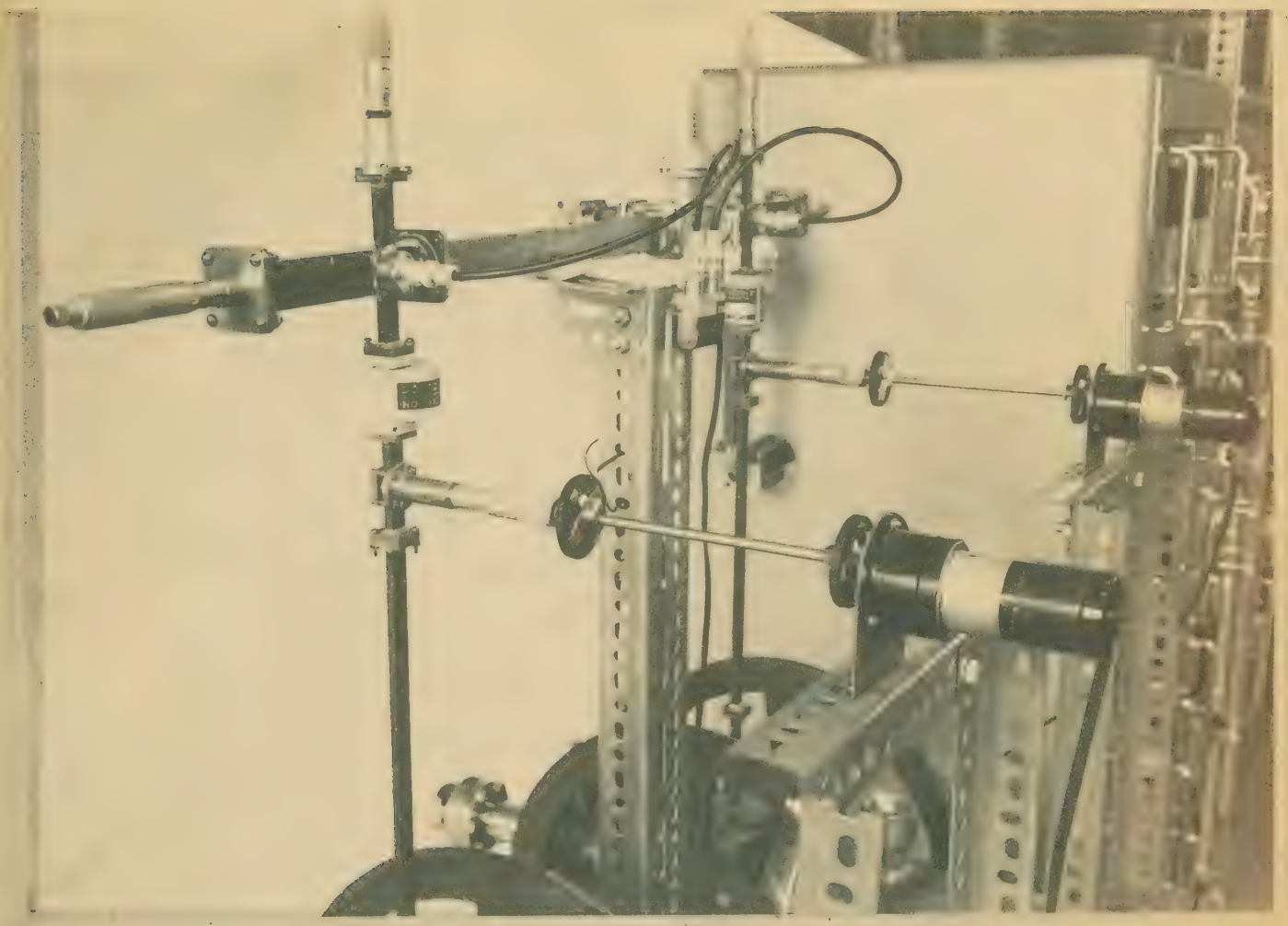


PHOTO 7

DISPOSITIFS D' ACCORD DES CAVITES

ET SERVO-MOTEURS

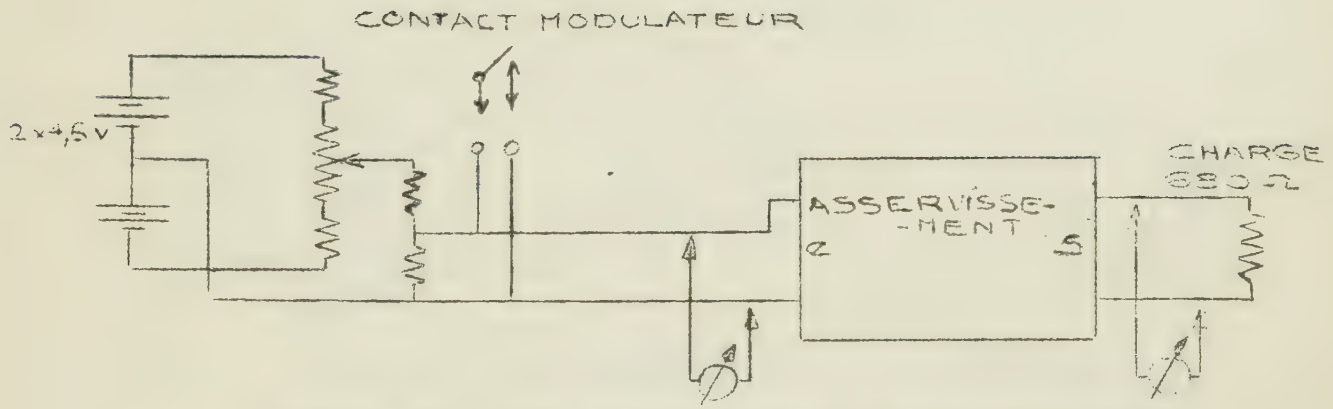


Fig.36 - Contrôle statique de l'asservissement

L'ensemble pile-potentiomètre-résistances fournit une tension continue réglable en amplitude et en polarité et le contact modulateur connecté en parallèle permet d'envoyer à l'entrée du dispositif d'asservissement un signal carré à 2,5 Hz en synchronisme avec la détection de phase.

La sortie de l'asservissement est chargée par une résistance de 680 ohms qui remplace le moteur et on mesure la tension aux bornes de cette résistance pour chaque valeur du signal carré appliqué à l'entrée. On obtient ainsi la courbe de sensibilité du dispositif d'asservissement.

-Contrôle dynamique de l'asservissement en boucle fermée.

On utilise le montage dont le schéma est donné fig.37

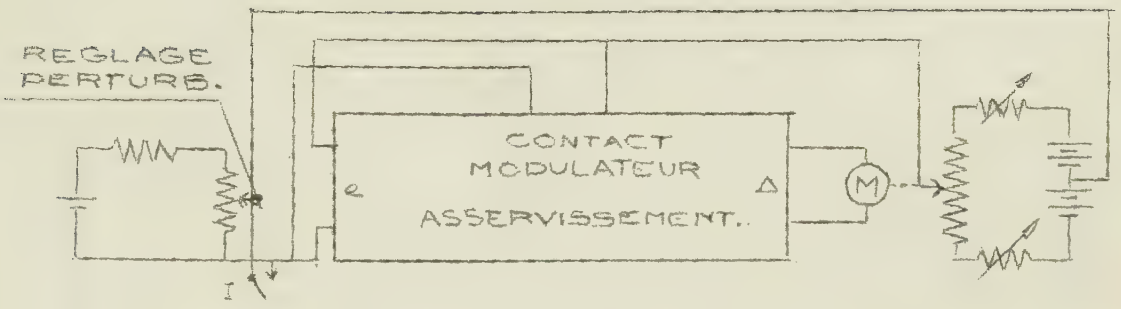


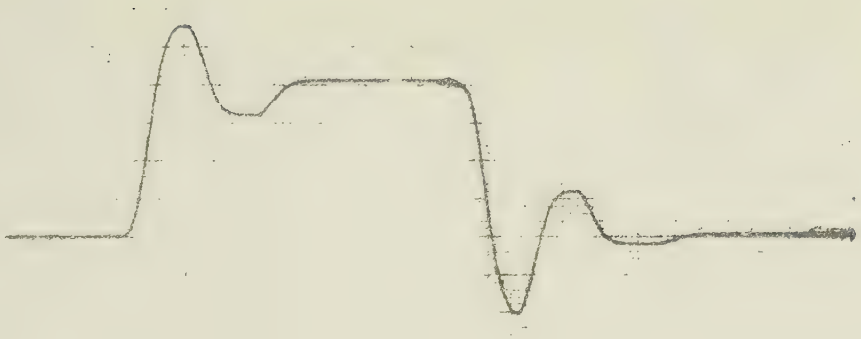
Fig. 37 - Contrôle dynamique de l'asservissement

Le moteur d'asservissement entraîne un potentiomètre hélicoïdal monté en pont sur une batterie de piles. Le contact modulateur connecté en parallèle sur la diagonale de sortie du pont transforme la tension continue disponible sur cette diagonale en signaux carrés à 2,5 Hz. Ces signaux sont réinjectés dans le sens convenable à l'entrée du dispositif d'asservissement pour que le système tende à annuler le signal d'erreur. En ouvrant l'interrupteur I, on peut introduire dans la chaîne une perturbation connue et étudier le comportement de l'asservissement (vitesse de réponse, amortissement). De plus, on peut faire varier le gain de la boucle en changeant la valeur des résistances R_1 et R_2. Le signal d'erreur est enregistré.

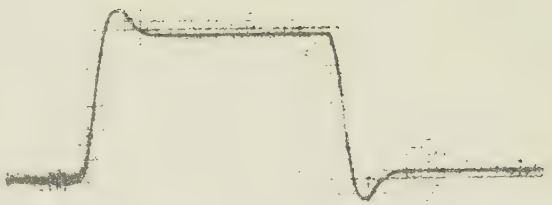
Deux enregistrements réalisés à l'aide de ce montage sont donnés à la figure 38.

-NOTE SUR L'UTILISATION DE DEUX MASERS :

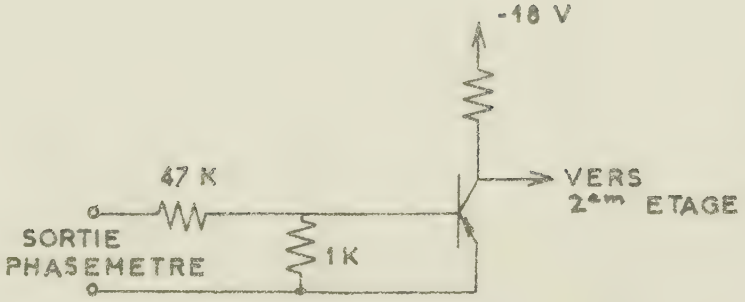
Nous disposons au Laboratoire de l'Horloge Atomique de deux masers métrologiques comportant chacun les dispositifs auxiliaires précédemment décrits (Stabilisateurs de température des cavités,



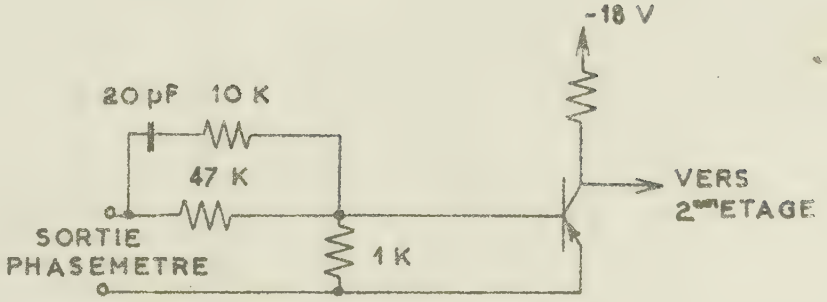
REPONSE SANS CORRECTION



REPONSE AVEC CORRECTION



SCHEMA DE LIAISON
AMPLI CONTINU



LIAISON MODIFIEE

générateurs de tension de focaliseur, bobines Zeeman, moteur d'asservissement et dispositif de correction d'accord de la cavité).

Pour pouvoir comparer successivement ces deux masers avec les quartz de l'Observatoire, on a prévu un système de commutation permettant de connecter rapidement à l'appareillage électronique les différents points d'entrée et de sortie de chaque maser, soit :

1°) -le cristal mélangeur,

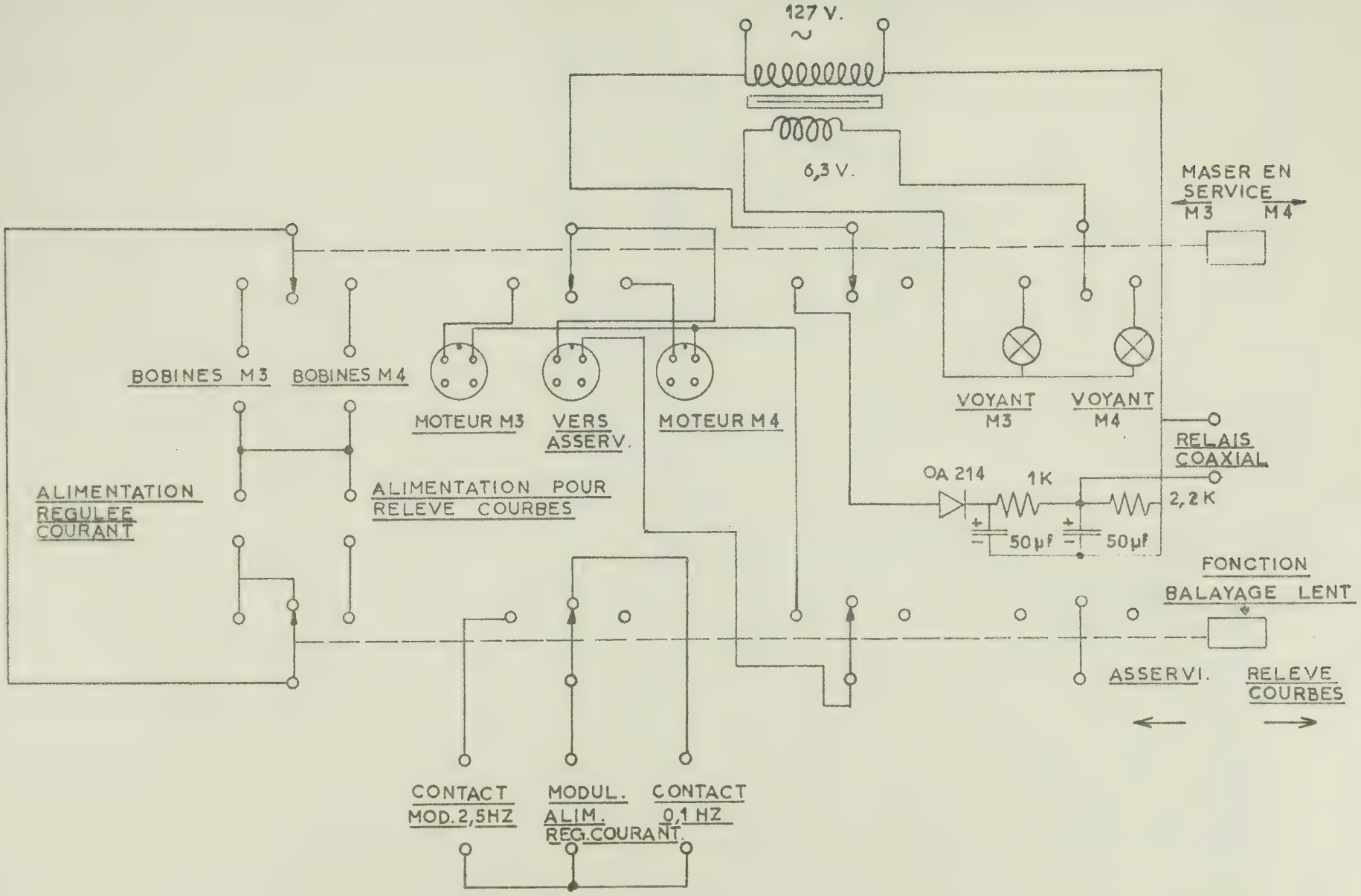
2°) -les bobines qui produisent le champ magnétique Zeeman

3°) -le moteur d'asservissement.

La commutation des cristaux mélangeurs s'effectue à l'aide d'un commutateur coaxial. On trouvera sur la figure 39 le schéma général de ce dispositif de commutation.

La photo n° 8 montre une vue générale de l'installation de mesure de fréquence, avec, à gauche, les masers et leur groupe de pompage, et à droite, les deux armoires contenant les divers appareils électroniques qui ont été décrits.

Fig 39 DISPOSITIF DE COMMUTATION MASERS



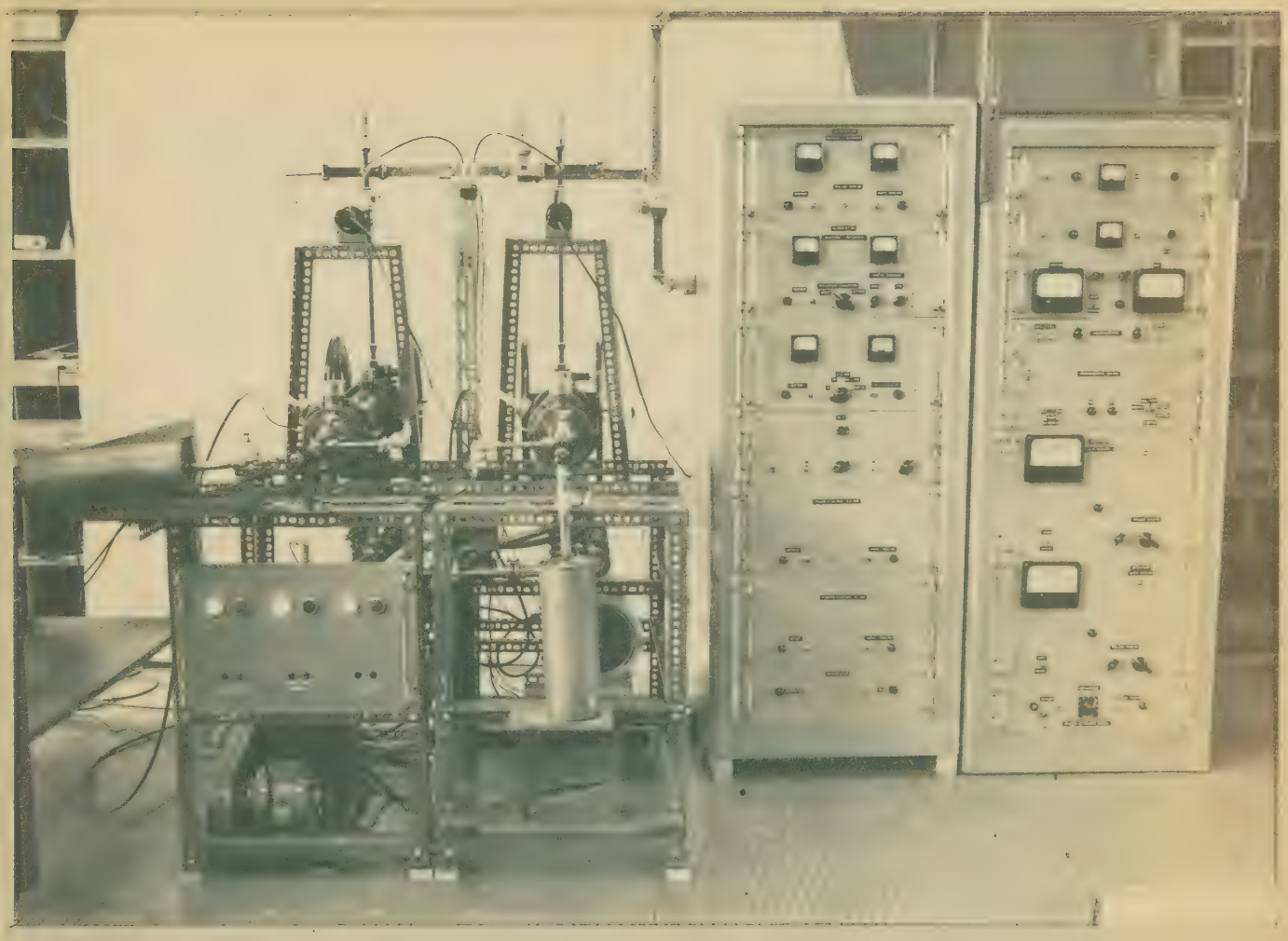


PHOTO 8

ENSEMBLE DE MESURE DE FREQUENCE

VUE GENERALE

IV^{ème} PARTIE

RESULTATS EXPERIMENTAUX

-Sensibilité du critère Zeeman aux différents paramètres du maser.

Nous n'étudierons ces effets que brièvement, le sujet devant être traité plus à fond par d'autres chercheurs (3).

1°) -Influence de la tension de focaliseur.

Le maser étant asservi, on étudie la variation de la fréquence de sortie en fonction de la tension de focaliseur. La courbe obtenue montre, pour une tension de focaliseur de 14 kV, un déplacement du zéro Zeeman de 1 Hz pour 100 V de variation. Les mesures faites sur les alimentations T.H.T. montrent qu'on peut espérer une stabilité à long terme de $\pm$ 0,15 Hz ou $\pm$ 6.10^{-12}.

2°) -Influence de la pression de NH_3

Si l'on fait varier la pression amont de NH_3 quand le maser est asservi, on constate une variation de fréquence. La courbe de cette variation présente un maximum au voisinage de 9 m de Hg. On a donc intérêt à travailler dans cette zone de pression où l'influence des variations de pression est minimum.

Nous donnerons, pour terminer, quelques résultats de comparaisons de fréquence entre les masers du Laboratoire de l'Horloge Atomique et une Horloge à quartz de fréquence 1 MHz de l'Observatoire de Besançon.

Tout d'abord, nous présenterons deux résultats de comparaisons de fréquence effectuées sur une durée de 50 minutes dans les conditions suivantes :

-Fréquencemètre utilisé : Compteur électronique Rochar modèle A 1149

-Durée de chaque comptage : 10 s.

-Nombre de pointés par minute : 5

-Précision de mesure : $\pm$ 0,1 Hz

-Echelle de temps : 5 mm/mn

-Echelle de fréquence : 1 cm/Hz ou 24 mm pour 10^{-10}

Le maser était asservi au critère Zeeman.

Le premier tracé (fig.40) fait apparaître une excursion de fréquence maximum de 4 Hz soit $1,7.10^{-10}$ et une dérive moyenne de la fréquence de 1,5 Hz soit 6.10^{-11}.

Sur le second tracé (fig.41), on trouve une excursion maximum de 2 Hz soit 8.10^{-11}.

La dérive moyenne de la fréquence ne dépasse pas 1 Hz, soit 4.10^{-11}.

Enfin, pour montrer la reproductibilité de la fréquence obtenue, nous donnons figure 42 un exemple de tracés obtenus par comparaison de nos deux masers asservis au critère Zeeman avec le même quartz à 1 MHz de l'Observatoire de Besançon pendant une période d'un mois.

Les courbes II et III sont relatives aux comparaisons de chacun des masers avec le quartz.

Leur pente est due à la dérive de celui-ci.

La courbe I correspond à la différence de fréquence des courbes II et III. Elle fait apparaître des variations quadratiques moyennes de 4,5 Hz soit $1,9.10^{-10}$.

Fig 10 COMPARAISON MASER - QUARTZ

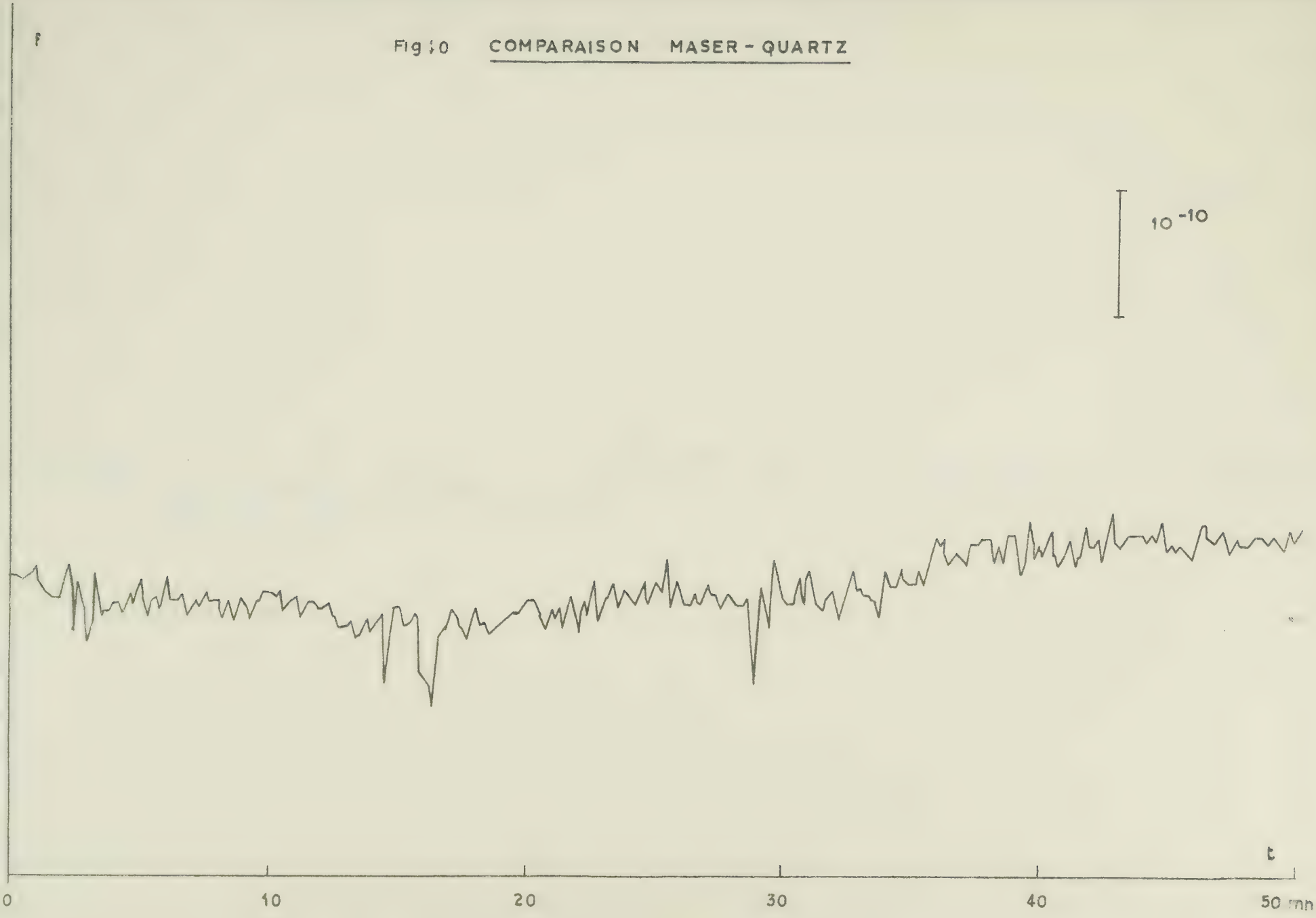


Fig 41 COMPARAISON MASER-QUARTZ

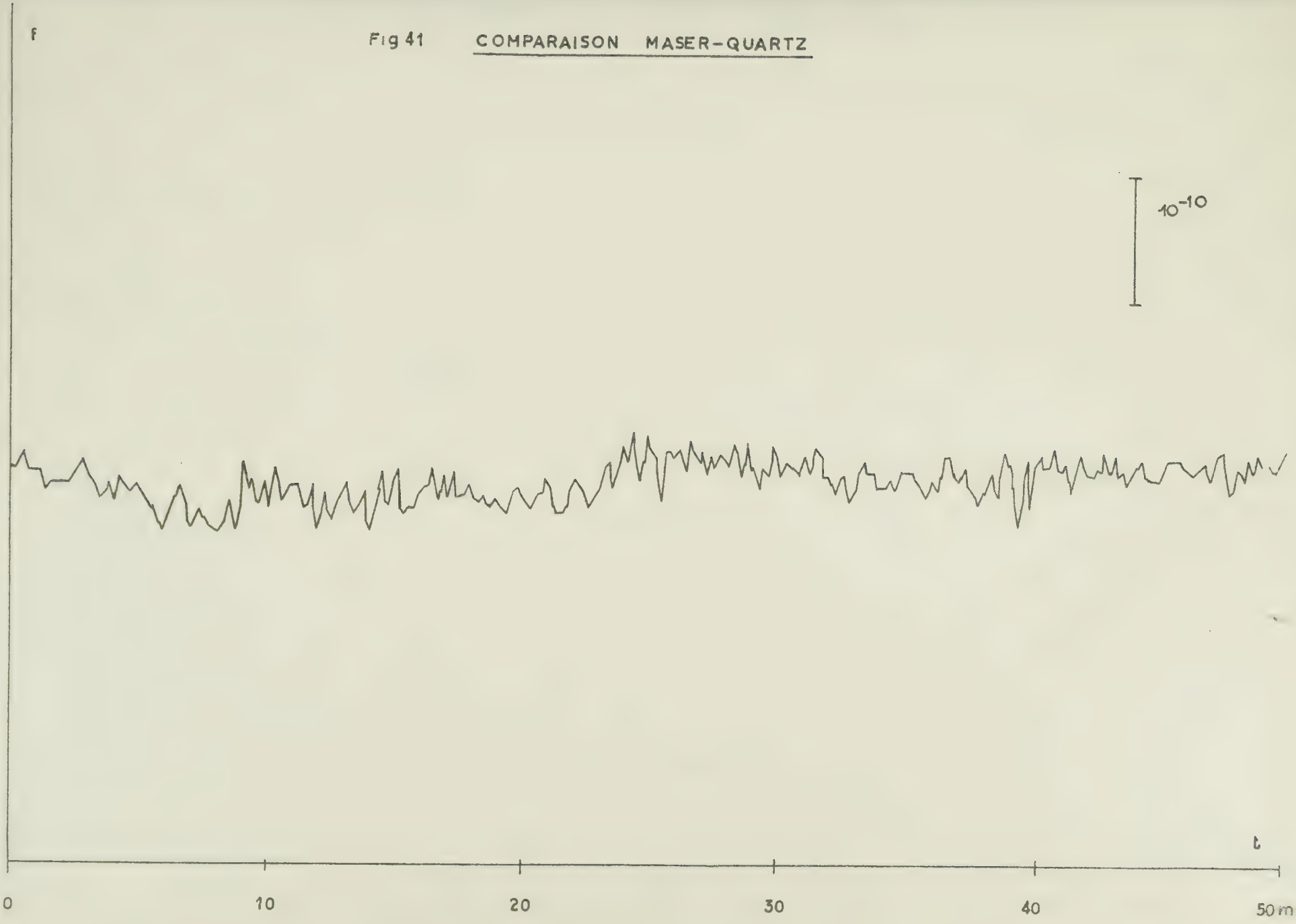
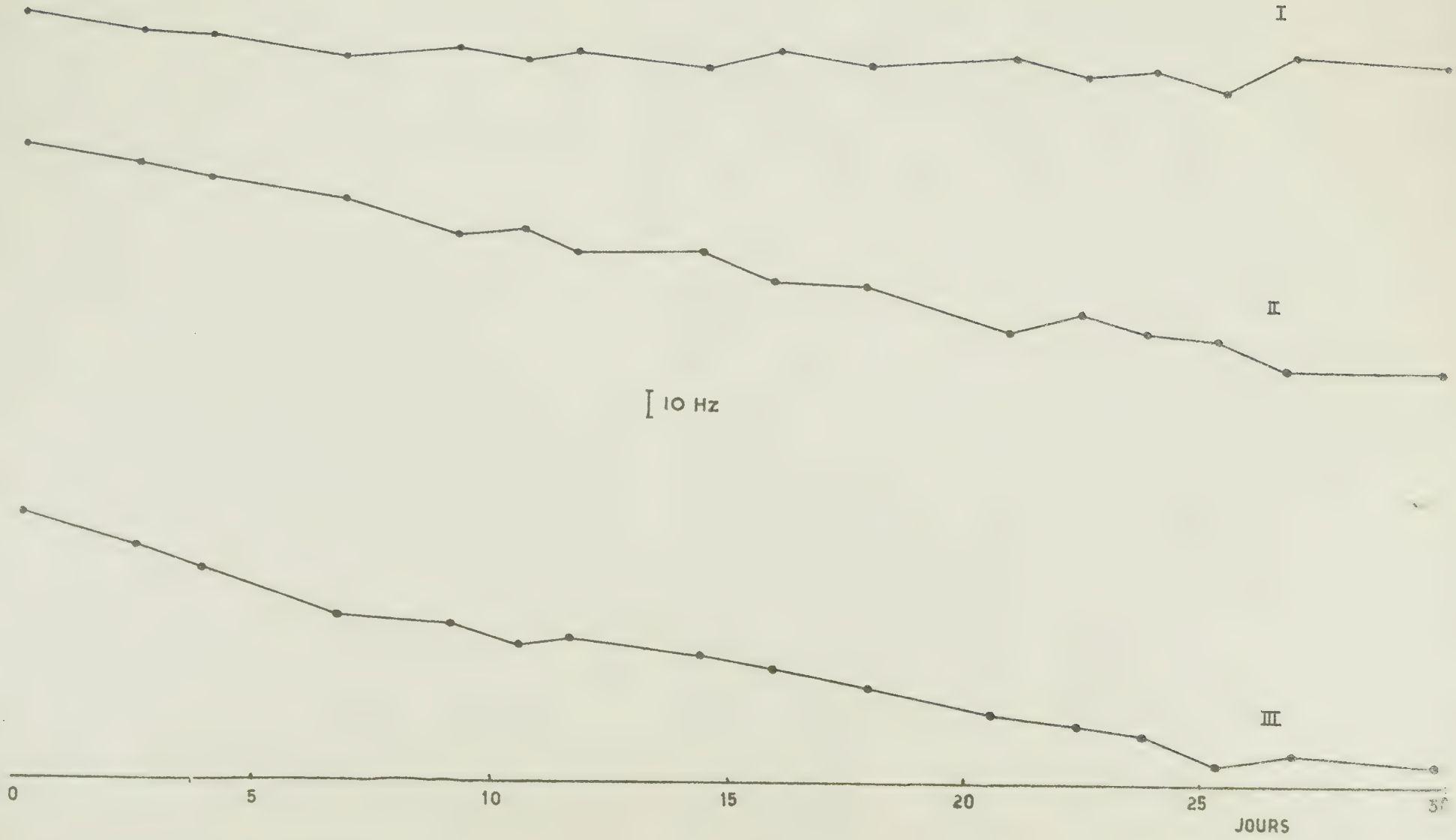


Fig 42 COMPARAISON DE FREQUENCE MASER QUARTZ



CONCLUSION

Les montages décrits dans cette thèse représentent une partie des travaux qui nous avaient été confiés au Laboratoire de L'Horloge Atomique pour la mise en oeuvre des masers à ammoniac comme étalons de fréquence.

Le résultat de nos expériences montre que les systèmes de comparaison automatique de fréquence ne sont limités dans leur précision que par les étalons de fréquence eux-mêmes.

Nous pensons donc qu'ils pourront être utilisés sans modification notable sur des standards de fréquence mettant en oeuvre, d'une part, des masers plus élaborés (masers à double jet, masers à $N^{15}H_3$), et d'autre part des chaînes de multiplication de fréquence plus stables.

APPENDICE

EQUATIONS DE TRANSFERT DE L'ASSERVISSEMENT

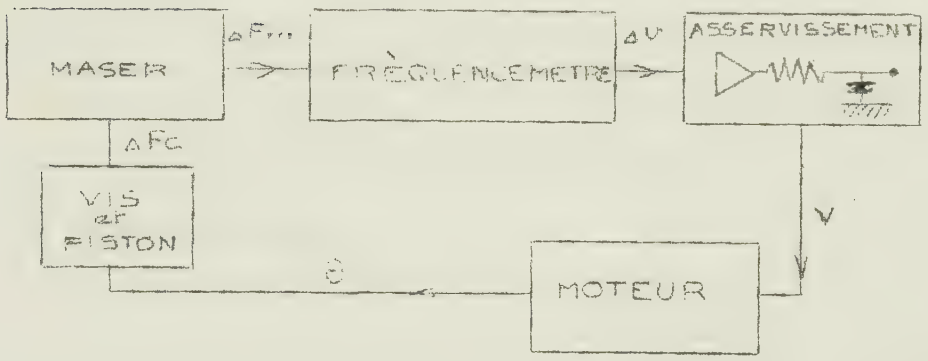


Fig.43 - Boucle d'asservissement

La boucle d'asservissement à l'effet Zeeman du maser comporte cinq éléments principaux :

1°) -le maser lui-même

2°) -le fréquencemètre

3°) -le dispositif électronique d'asservissement

4°) -le moteur d'asservissement

5°) -le dispositif d'accord cavité (vis et piston).

On établira d'abord l'équation de transfert de chaque élément.(4)

1°) -Maser

Le maser, considéré comme élément de la boucle d'asservissement a pour grandeur d'entrée la variation de fréquence d'accord cavité ΔF_C et pour grandeur de sortie, l'amplitude de la modulation de fréquence obtenue à la sortie ΔF_M. Le rapport entre ces deux grandeurs (transmittance du maser) dépend des points de fonctionnement choisis sur le réseau des courbes de l'effet Zeeman. Dans les

conditions qui ont été adoptées expérimentalement, ce rapport est d'environ 1 Hz de modulation de fréquence pour un déplacement de fréquence cavité de 1 KHz autour du point zéro (point où la modulation de fréquence maser due à l'effet Zeeman est nulle).

On a donc $\frac{\Delta F_M}{\Delta F_C} = 10^{-3}$, cette variation étant linéaire pour de petites variations autour du point zéro.

2°) -Fréquencemètre -

Sa grandeur d'entrée est la grandeur de sortie du maser F_M et sa grandeur de sortie est une variation proportionnelle de tension Δv. La sensibilité, donnée par la courbe de réponse, est de 8 mV/Hz à vide et de 4 mV/Hz lorsqu'il est chargé par l'impédance d'entrée du dispositif d'asservissement. Donc :

$$\frac{\Delta v}{\Delta F_M} = 4.10^{-3}$$

3°) -Asservissement

Ici on trouve deux amplificateurs dont le gain global est 2.000 et un filtre passe-bas à une cellule constitué par le dispositif à constante de temps du phasemètre. La transmittance d'un tel filtre est $\frac{1}{1 + \tau p}$ où τ est la constante de temps du filtre. Le calcul et la mesure donnent pour τ la valeur 2,1 s. La transmittance de l'ensemble est donc, V étant la grandeur de sortie :

$$\frac{V}{\Delta v} = \frac{2.000}{1 + 2,1\ p} \qquad (p = j\omega)$$

4°) -Le moteur d'asservissement

Ce moteur a une vitesse angulaire Ω proportionnelle à la

tension d'alimentation V. Le rapport, donné par le constructeur est 3.000 t/mn pour 100 V, soit avec le réducteur 1/18, $\frac{\Omega}{V}$ = 0,170 rad/s/v. D'autre part, la constante de temps du moteur est de 50 mS, d'où : $\frac{\Omega}{V} = \frac{0,170}{1 + 0,05\ p}$. Enfin, la grandeur de sortie est la position angulaire et non la vitesse angulaire On a $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$ d'où $\Omega = p\ \theta$. L'équation de transfert du moteur est donc finalement :

$$\frac{\theta}{V} = \frac{0,17}{(1 + 0,05\ p)\ p}$$

5°) -Le dispositif d'accord cavité.

La sensibilité de l'ensemble vis-piston d'accord est de 100 KHz pour 10 tours soit 1,58 KHz/rad.

$$\frac{\Delta F_c}{\theta} = 1580.$$

EQUATION DE TRANSFERT DE LA BOUCLE

La transmittance de la boucle est le produit des transmittances des éléments, soit :

$$G = \frac{10^{-3} \cdot 4.10^{-3} \cdot 2000 \cdot 0,17 \cdot 1580}{(1 + 2,1\ p)\ (1 + 0,05\ p)\ p} = \frac{2.15}{(1 + 2,1p)\ (1 + 0,05p)\ p}$$

Cette expression est de la forme :

$$G = \frac{k}{(1 + \tau_1 p)\ (1 + \tau_2 p)\ p}$$

Son module est :

$$G = \frac{k\sqrt{\omega^4(\tau_1^2 \tau_2^2) + \omega^2\ (\tau_1^2 + \tau_2^2) + 1}}{\omega^5 \tau_1^2 \tau_2^2 + \omega^3\ (\tau_1^2 + \tau_2^2) + \omega}$$

et son argument φ est donné par la relation :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\tau_1 \tau_2 \omega^2 - 1}{(\tau_1 + \tau_2)\omega}$$

avec $k = 2,15$

$\tau_1 = 2,1$ s

$\tau_2 = 0,05$ s

On obtient ainsi les courbes théoriques de gain et de phase (fig.45).

FREQUENCE DE COUPURE

La fréquence de coupure de la boucle d'asservissement (fréquence à laquelle le gain tombe à l'unité) est de 0,16 Hz environ, comme on peut le voir sur la courbe de gain.

MARGE DE PHASE

Pour que le dispositif d'asservissement soit stable, le déphasage φ introduit par la boucle doit être inférieur à π à la fréquence de coupure. La courbe de phase montre qu'on a ici un déphasage de π -24° environ. Cette valeur, 24° est la marge de phase du dispositif d'asservissement.

CORRECTEUR A AVANCE DE PHASE

La marge de phase du dispositif d'asservissement non corrigé est un peu insuffisante, ce qui se traduit par un dépassement en régime transitoire. Si l'on augmente le gain de la boucle, les oscillations sont de moins en moins amorties.

Pour améliorer la réponse de l'asservissement aux transitoires nous avons ajouté un correcteur à avance de phase à l'entrée de l'amplificateur continu qui alimente le moteur d'asservissement. Le schéma de ce correcteur est le suivant : (Fig.44)

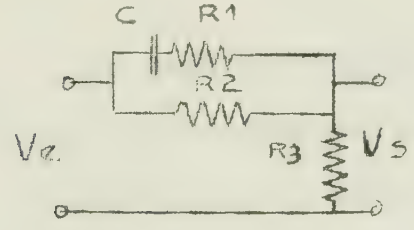


Figure 44

Son équation de transfert est :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + j\,(R_1 + R_2)\,C\,\omega}{1 + j\left(\frac{R_1R_2 + R_2R_3 + R_1R_3}{R_2 + R_3}\right) C\,\omega}$$

dont l'argument est Arctg φ avec $tg\,\varphi = \dfrac{(R_4 - R_5)\,C\,\omega}{1 + R_4R_5C^2\omega^2}$

En posant : $R_4 = R_1 + R_2$

et : $R_5 = \dfrac{R_1R_2 + R_2R_3 + R_1R_3}{R_2 + R_3}$

L'avance de phase obtenue à l'aide de ce filtre est maximum pour $\omega = \sqrt{\frac{1}{R_4 R_5 C^2}}$

Pour les valeurs adoptées soit : $R_1 = 10^4$ ohms, $R_2 = 5.10^4$ ohms $R_3 = 10^3$ ohms et $C = 2.10^{-5}$ farads . $\omega = 1,88$ ou $f = 0,3$ Hz

A cette fréquence, on a $tg\varphi = 0,94$ soit $\varphi = 43°$ environ.

L'augmentation de gain $\frac{G}{G_o} = \frac{\sqrt{R_4^2 R_5^2 C^4 \omega^4 + (R_4^2 + R_5^2) C^2 \omega^2 + 1}}{1 + R_5^2 C^2 \omega^2}$

soit, pour $\omega = 1,88$ $\frac{G}{G_o} = 2,3$ ou 7,2 db

Pour la fréquence 0,15 Hz, soit $\omega = 0,94$, on a tg $\varphi = 0,76$ ou $\varphi = 41°$. L'augmentation de gain est $\frac{G}{G_o} = 1,5$ ou 3,4 db. Si l'on trace la courbe de gain avec filtre, on voit que la fréquence de coupure se trouve reportée à 0,22 Hz environ avec une marge de phase de 100°, ce qui est satisfaisant.

REPONSE INDICIELLE

Les enregistrements (voir fig.38) donnent la réponse indicielle du servo-mécanisme avec et sans correcteur.

On voit que l'amortissement est bien plus rapide avec le correcteur.

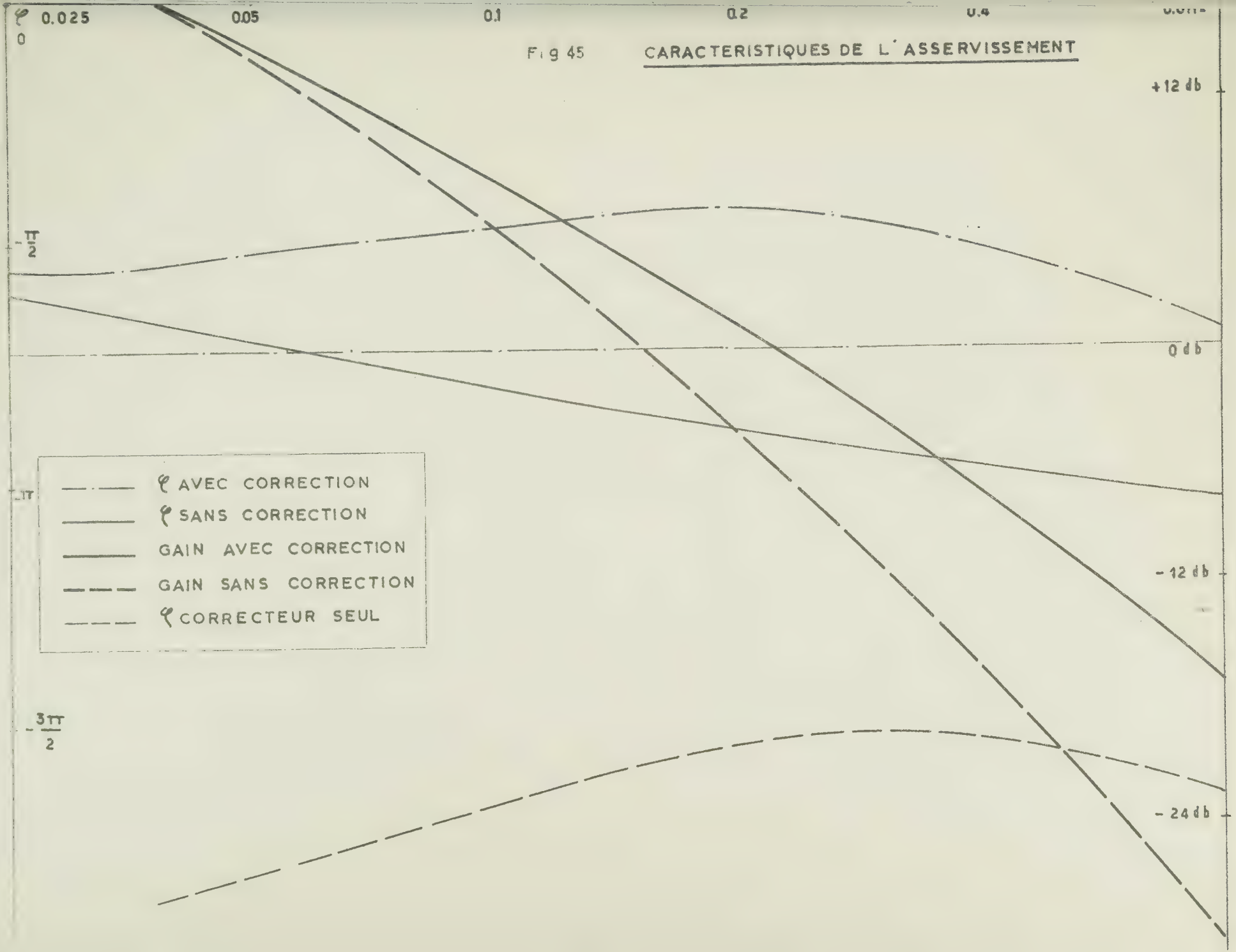
SEUIL DE SENSIBILITE DE L'ASSERVISSEMENT

Le servo-moteur utilisé présente un seuil de démarrage de $\pm$ 1 V environ. La précision de l'asservissement en régime établi

sera donc limitée à $\pm$ 1V au niveau du servo-moteur. Pour obtenir la précision au niveau du maser, il suffit de diviser cette valeur par les transmittances de l'asservissement et du fréquencemètre soit :

$$\frac{\pm 1}{4.10^{-3}.2000} = \pm \frac{1}{3} \text{ Hz ou, environ } \pm 6.10^{-12}$$

Fig 45 CARACTERISTIQUES DE L'ASSERVISSEMENT



2ème THESE

LES DETECTEURS SYNCHRONES

BIBLIOGRAPHIE

(1) - J. HARDIN, Thèse de 3° Cycle Besançon 1961

(2) - M. OLIVIER, Thèse Besançon 1964

(3) - G. BARDECHE, Thèse de 3° Cycle, à paraître

(4) - P. NASLIN, Technologie et Calcul pratique des systèmes asservis, Dunod Paris 1958.

N° d'ordre : 31

Vu et approuvé
Besançon, le
Le Doyen de la Faculté des Sciences

R. Jacquemain

Vu et permis d'imprimer
Besançon, le
Le Recteur,
H. Gauthier